

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя
(повне найменування вищого навчального закладу)
Факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії
(назва факультету)
Кафедра радіотехнічних систем
(повна назва кафедри)

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до дипломного проекту (роботи)

магістр
(освітньо-кваліфікаційний рівень)
на тему: **Покращення характеристик багаточастотного
радіолокаційного сигналу**

Виконав: студент (ка) 6 курсу, групи РРм-61
спеціальності (напрямку підготовки) 172

“Телекомунікації та радіотехніка”

(шифр і назва спеціальності (напрямку підготовки))

	<u>Буда А.В.</u> (підпис) (прізвище та ініціали)
Керівник	<u>Дунець В.Л.</u> (підпис) (прізвище та ініціали)
Нормоконтроль	<u>Дедів І.Ю.</u> (підпис) (прізвище та ініціали)
Рецензент	<u>Хвостівський М. О.</u> (підпис) (прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Буда А.В. Покращення характеристик багаточастотних радіолокаційних сигналів. – Рукопис. Кваліфікаційна робота магістра, Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Тернопіль, 2019.

У даній роботі розглянуто багаточастотні сигнали в радіолокації та основні принципи їх вимірювання та виявлення. Роботу присвячено розробленню способів оптимізації характеристик багаточастотного радіолокаційного сигналу.

Ключові слова: багаточастотні радіолокаційні сигнали, радіолокація, радіолокаційна станція, багаточастотная радіолокація.

ABSTRACT

Buda A.V. Improving the performance of multi-frequency radar signals. Master's qualifying work, Ternopil Ivan Puluj National Technical University, Ternopil, 2019.

The work is devoted to the development of a method for speech signals processing for the problem of user authentication. The work examines the multifrequency radar signals and the basic principles for their measurement and detection. The work is devoted to the development of ways to optimize the characteristics of a The work is devoted to the development of a method radar signal

Keywords: multi-frequency radar signals, radar, radar, multi-frequency radar.

ЗМІСТ

ВСТУП	8
РОЗДІЛ 1. ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ РАДІОЛОКАЦІЇ.....	10
Висновок до розділу 1	25
РОЗДІЛ 2. БАГАТОЧАСТОТНА РАДІОЛОКАЦІЯ	27
2.1 Формування багаточастотного сигналу	27
2.2 Способи обробки багаточастотних сигналів	31
2.3 Вимірювання радіальної швидкості цілі.....	33
2.4 Імовірнісні характеристики систем виявлення	38
2.5 Процес оптимізації.....	41
2.6 Числові підсумки оптимізації	42
2.7 Висновок до розділу 2	45
РОЗДІЛ 3. СИНТЕЗ ДЕТЕКТОР-ВИМІРЮВАЧІВ БАГАТОЧАСТОТНОГО НАБОРУ	47
3.1 Статистичний опис багаточастотних сигналів.....	47
3.2 Оптимальні детектори багаточастотних сигналів	49
3.3 Квазіоптимальні детектори-вимірювачі багаточастотних сигналів	54
3.3.1 Детектор на основі некогерентного накопичення	57
3.3.2 Когерентний детектор багаточастотних сигналів.....	58
3.3.3 Адаптивний детектор багаточастотних сигналів.....	62
3.3.4 Інваріантний детектор багаточастотних сигналів	63
3.3.5 Синтез вимірювачів радіальної швидкості цілі	64
3.4 Структурні схеми квазіоптимальних детекторів-вимірювачів багаточастотних сигналів	67
3.5 Висновок до розділу 3	71
РОЗДІЛ 4. АНАЛІЗ ДЕТЕКТОР-ВИМІРЮВАЧІВ БАГАТОЧАСТОТНИХ / СИГНАЛІВ.....	72
4.1 Оптимальні системи виявлення	72

4.2 Квазіоптимальні системи виявлення.....	79
4.2.1 Багатоканальні по доплерівській частоті детектори	79
4.2.2 Одноканальні по доплерівській частоті детектори	84
4.3 Точність вимірювання радіальної швидкості цілі	93
4.4 Висновок до розділу 4	98
РОЗДІЛ 5. РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ БАГАТОЧАСТОТНОГО РАДІОЛОКАЦІЙНОГО СИГНАЛУ З МЕТОЮ ПІДВИЩЕННЯ ЙОГО ЕФЕКТИВНОСТІ.....	99
5.1 Імовірнісні характеристики систем виявлення	100
5.2 Процес оптимізації.....	103
5.3 Висновок до розділу 5	107
РОЗДІЛ 6. СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	109
6.1 Опис програмного забезпечення для моделювання радіочастотних сигналів.....	109
6.2 Приклад використання програмного забезпечення для моделювання радіочастотних сигналів	112
6.3 Висновок до розділу 6	118
РОЗДІЛ 7. ОБГРУНТУВАННЯ ЕКОНОМІЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ.....	119
7.1 Мета магістерської роботи	119
7.2 Порядок розрахунку економічної ефективності	119
7.3 Об'єм і місця впровадження	120
7.4 Переваги ПП	120
7.5 Джерела економії і доходу, джерела фінансування	121
7.6 Порядок проектування ПЗ.....	121
7.7 Розрахунок собівартості розробки	122
7.8 Розрахунок ціни програмного продукту.....	124
7.9 Розрахунок мінімальної ціни і прибутку	124
7.10 Висновок до розділу 7	125
8 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	126
8.1 Охорона праці.....	126

8.2 Організація роботи з ПЕОМ	128
8.3 Вимоги до системи електроживлення і заземлення	129
8.4 Система блискавкозахисту	130
8.5 Безпека в надзвичайних ситуаціях	132
8.5.1 Заходи по зменшенню дії вторинних факторів ураження, забезпечення життєдіяльності об'єкта у надзвичайних ситуаціях	132
8.5.2 Аварії техногенного характеру з викидом хімічних речовин	134
РОЗДІЛ 9. ЕКОЛОГІЯ	137
9.1 Вимоги до моніторів (ВДТ) і ПЕОМ.....	137
9.2 Забруднення довкілля при використанні акумуляторів електричної енергії	138
ВИСНОВКИ.....	144
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	144
ДОДАТКИ.....	148

ВСТУП

Актуальність дослідження. В даний час в радіолокаційних, навігаційних і метеорологічних радіотехнічних системах виявлення і вимірювання параметрів відбитого сигналу, а також поліпшення характеристик радіолокаційних станцій (РЛС) є традиційною і в той же час актуальним завданням, що стоїть при розробці сучасних РЛС. Велике значення даної проблеми пов'язано з ростом вимог, висунутих до таких РЛС, і зі збільшенням кількості одночасно виконуваних завдань в різних режимах роботи. При цьому до таких багатофункціональних РЛС пред'являються суперечливі вимоги, які важко виконати в рамках одноканальних систем. Рішення даної задачі можливе при переході до багатоканальним системам, одним з типів яких є багаточастотні РЛС.

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є дослідження підвищення характеристик багаточастотних радіолокаційних сигналів та побудова математичної моделі багаточастотних радіолокаційних сигналів.

Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати такі задачі:

- провести загальну характеристику про радіолокації;
- провести наліз багаточастотної радіолокації;
- провести синтез детекторів-вимірювачів багаточастотних сигналів;
- аналіз детекторів-вимірювачів багаточастотних сигналів;
- побудова математичної моделі багаточастотних сигналів;
- обґрунтування економічної ефективності розроблених в роботі рішень щодо підвищення характеристик багаточастотних радіолокаційних сигналів;
- розглянути питанням безпеки життєдіяльності і питанням екології при розробці проекту.

Об'єкт дослідження — багаточастотні радіолокаційні сигнали.

Предмет дослідження — математичні моделі багаточастотних радіолокаційних сигналів.

Методи дослідження. В роботі для досягнення поставленої мети використовуються методи математичної фізики, інтегральної геометрії.

Наукова новизна одержаних результатів. Дослідження підвищення характеристик багаточастотних радіолокаційний сигналів. Побудова математичної моделі багаточастотних радіолокаційний сигналів.

Практичне значення одержаних результатів. Побудована математичні модель багаточастотних радіолокаційний сигналів, яка забезпечує підвищення характеристик даних сигналів.

Робота присвячена розгляду питань синтезу та аналізу систем спільного виявлення і вимірювання багаточастотних сигналів, що забезпечують підвищення ефективності виявлення та однозначного виміру радіальної швидкості цілі на тлі некорелірованих шумів в разі когерентно-імпульсних сигналів високої шпаруватості.

РОЗДІЛ 1

ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ РАДІОЛОКАЦІЇ

Всім відомо, що радіо - всемогутній засіб зв'язку. Воно дає можливість вести розмову з віддаленим містом, з перебуваючим в морі кораблем, з перебуваючим в небі літаком. За допомогою радіо по всьому передається мова, музика, зображення. Однак радіо має і безліч інших застосувань. Про один з них розказано в цьому розділі. В ньому викладено про те, як можна за допомогою радіо виявити літаки і кораблі, з точністю визначати їх місце розташування. Це застосування радіо називається радіолокацією.

«Локація» означає «визначення місця» (від латинського «локус» - «місце»). Радіолокація - визначення за допомогою радіо місця, будь-якої зазвичай невидимій цілі. Найчастіше ще «радіолокацію» називають «радар».

Для того, щоб зрозуміти, як функціонує радіолокаційна установка, необхідно знати, яким чином поширюються радіохвилі; щоб отримати правильне уявлення про радіохвилі, потрібно перш за все ознайомитися зі хвильовими властивостями в цілому.

Будь-який з нас, звичайно ж, бачив хвилі на воді. Якщо уважно придивитися до них, можна побачити, що водні хвилі - рухомий ряд гребенів і западин, які чергуються один з одним.

Якщо вода знаходиться в спокої, хвилі легко можна викликати самому. Для цього досить, наприклад, закинути в воду поплавок, який прив'язаний до нитки, і почати його трохи коливатися. Від поплавця підуть кругові хвилі. Нескладно помітити, що при повному поплавковою коливанні - вгору і вниз - утворюється 1-ий новий гребінь і 1-а западина. Якщо поплавок робить за секунду 2 повних коливання, тоді і на воді, навколо нього, в 1-у секунду утворюються 2-і нові хвилі.

При проходженні хвилі частинки води не рухаються разом з хвилею, а тільки коливаються на місці - вгору і вниз. Очевидно, що кількість цих повних коливань частинок води в кожному місці навколо поплавка буде дорівнює кількості утворюючих хвиль - в наведеному нами прикладі частки води здійснюють 2 коли-

вання в секунду. Це називається частотою хвилі або частотою коливань хвильового джерела.

Визначено, що звук -також хвилі, тільки не на водному просторі, а в повітрі. Хвиля звуку біжить в повітрі від звукового джерела так само, як хвиля води від поплавка.

Якщо притиснути до краю столу лезо від небезпечної бритви і зробити удар по ньому пальцем, можна почути тоненький звук. В повітрі навколо леза з'явиться хвиля звуку. Вона представляє із себе ряд змінних згущень і розрідження повітря, що рухаються зі швидкістю близько 330 метрів за секунду. Такі ж хвилі виникають, під час виголошення нами слів. У кожному обсязі при проходженні хвилі звуку щільність повітря стає то більш, то менш нормальною. При цьому повітряні згущення і розрідження чергуються тим частіше, чим вище (тобто чим тонше) звук. І в даному випадку кількість повних коливань повітряної щільності в секунду дорівнює частоті хвилі звуку, тобто кількістю згущень («гребенів») або розрідження («западин»), які пройшли за одну секунду через об'єм.

Вже давно доведено, що світло - це також рух хвилі, проте світлова хвиля, на відміну від хвилі звуку, може розсіюватися і в порожньому просторі.

Що коливається в хвилі світла, що відбувається в тих просторових точках, через які рухається світлова хвиля, - про це буде розказано далі. В даний момент для нас дуже важливо підкреслити, що і хвиля світла є рядом змінюваних «гребенів» і «западин», що рухаються в просторі з певною швидкістю, і що в будь-якій просторовій точці при русі хвилі, що коливається з частотою, яка дорівнює частоті хвилі, тобто рівний кількості «гребенів», що проходять через дану точку за 1-у секунду. А частота хвилі світла, як і в випадку з водними і звуковими хвилями, дорівнює частоті коливань хвильового джерела.

Швидкість хвиль світла як в повітрі, так і в порожньому просторі величезна. Вона дорівнює триста тисяч кілометрів за 1-у секунду. Це - найбільша з усіх можливих природних швидкостей.

Хвильовим джерелом на воді є, наприклад, що хитається нами поплавок. Джерелом хвилі звуку є, наприклад, притиснуте до крайки столу лезо від небезпе-

чної бритви, за яким ми б'ємо пальцем.

Ви, напевно, знаєте, що всі тіла, які нас оточують складаються з дуже дрібних, невидимих частинок - атомів. Як уже встановлено, атом будь-якої речовини, складається з важкого ядра і що обертаються навколо нього електричних частинок - електронів. Електрон - це найлегша і рухома частинка. Його вдалося виявити лише тому, що він заряджений негативною електрикою. Якщо ж електрон потрапляє між 2-х металевих пластин, які приєднані до протилежних полюсів електричної батарейки, то він рухається від негативної пластини (тобто приєднаної до негативного полюса батарейки) до позитивної пластини (тобто приєднаної до позитивного полюса).

І, коли електрон дуже швидко коливається, він виділяє хвилі, що називаються електромагнітними (чому вони носять таку назву буде пояснено далі). А хвилі світла і є якраз одним з видів електромагнітних хвиль. Так, джерелом хвиль світла є електрони, які коливаються.

Хвилі світла випромінюються лише при коливаннях деяких електронів, які входять до складу атомів речовини, що світиться. Оскільки частина фізики, що вивчає світлові явища, називається оптика, то дані електрони, завдяки яким виходить світло, називаються оптичні електрони.

Оптичні електрони - це електрони атома, більш віддалені від його ядра (рисунк 1.1). Вони називаються також зовнішніми атомними електронами.

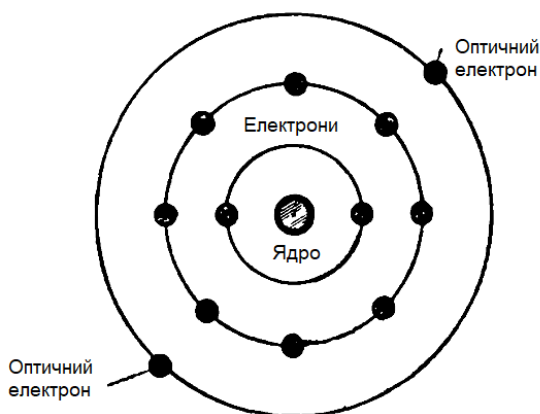


Рисунок 1.1. Спрощена схема електрона

Але з якої причини відбувається коливання оптичних електронів в атомах

тіла, що світиться, наприклад, в атомах розпеченої нитки електролампи, та з тієї ж самої причини, з якої коливається притиснуте у кромки столу лезо небезпечної бритви, в момент, коли по ньому відбувається удар.

Насправді, для даних електронів роль тисків виконує атомне ядро: до нього електрони «прив'язані» силами тяжіння, аналогічно тому як Земля «прив'язана» до Сонця силами тяжіння. Коли нитка лампи розжарюється електричним струмом, то її атоми рухаються швидше і сильніше б'ються один об одного. Дані удари спонукають коливання «крайніх» оптичних електронів, аналогічно тому як удари пальцем спонукають коливання леза. А оптичний електрон, який коливається виділяє видимі оку електромагнітні хвилі, тобто світло. З цієї причини ми і бачимо розпечену лампову нитку.

Частота коливань оптичних електронів, що виділяють видиме світло, занадто велика: від 300 000 000 000 000 до 800 000 000 000 000 коливань за одну секунду. Це - практично мільйон мільярдів коливань за секунду.

Інші електрони, які розташовані ближче до атомного ядра, коливаються з частотою, більшою частоти коливань оптичних електронів. З'являються при цьому електромагнітні хвилі, які вже не видно нашому оку.

Однак є й такі незримі електромагнітні хвилі, частота яких у безліч разів менше частоти видимих хвиль світла. Такими електромагнітними хвилями вважаються, зокрема, радіохвилі. Вони виділяються електронами, частота коливань яких менше частоти коливань оптичних електронів у багато мільйонів разів.

З якої причини електрони, які випромінюють радіохвилі, коливаються з частотою в безліч разів менше частоти оптичних електронів в атомах, - ми викладемо пізніше. А поки ми знову повернемося до властивостей хвиль в цілому.

Як ми бачимо, відмінність між розглянутими нами 3-ма видами хвиль дуже велика. Але, незважаючи на цю відміну, закони поширення всіх цих хвиль дуже схожі між собою. Тому ми маємо можливість з поведінки одних хвиль, наприклад, водних хвиль, судити про поведінку інших хвиль, наприклад незримих електромагнітних. На даний момент ми вкажемо лише на одну єдину властивість всіх цих хвиль. Вона полягає в наступному:

Нехай будь-яке джерело, яке коливається - поплавок, лезо, електрон - виливає хвилю. Якщо на шляху даної хвилі виставити такий же предмет, тільки не вагається, то під впливом хвилі він стане коливатися і сам буде хвильовим джерелом: від нього підуть нові розсіювання в усі сторони хвилі. Дане явище носить назву розсіювання початкової хвилі. Так, наприклад, що біжить по воді в сторону берега хвиля змушує коливатися поплавок, який зустрінутий нею на своєму шляху, а коливання даного поплавка породжують нові кругові хвилі, що поширюються. Так само і хвиля звуку, яка падає на затиснуте в тисках лезо, змушує його коливатися і виділяти нові звукові хвилі. Однак, в останньому випадку коливання леза занадто малі, але якщо замість леза взяти 2-і однакові струни, то можливо, змушуючи звучати 1-у з них, отримати видимі звучання і 2-ої струни. Нарешті, що знаходиться в спокої електрон також починає коливання під дією електромагнітної хвилі і, також виділяє нові електромагнітні хвилі. У всіх 3-х випадках - це хвильове розсіювання: в 1-му прикладі хвиля води розсіюється на поплавці, у 2-му - хвиля звуку розсіюється на лезі або струні і в 3-му - електромагнітна хвиля також розсіюється на електроні. Так, за допомогою поплавка, затиснутого леза і електрона можливо дізнатися, чи є які-небудь хвилі в зацікавленому нами місці. При цьому, найчутливішим хвильовим детектором буде легкий і дуже рухливий електрон. Навіть занадто слабка електромагнітна хвиля, яка йде від віддаленого джерела, може примусити його коливатися.

Тепер ми зможемо відповісти на питання, що ж коливається в будь-якій просторовій точці, коли через дану точку рухається електромагнітна хвиля, і що являють собою «гребені» і «западини» електромагнітної хвилі.

При русі електромагнітної хвилі в будь-якому місці простору змінюється за величиною і напрямком сила, яка діє на попадаючи їй по шляху електрони і викликає їх коливання. Безпосередньо хвиля вдає із себе ряд шарів з 1-м напрямком даної сили, розділених між собою такими ж шарами з протилежним силовим напрямком (рисунок 1.2) (зіставлене зі згущеннями і розрідженням в хвилі звуку). Тут протяжність хвилі - відстань між центрами 2-х сусідніх шарів з однаковим силовим напрямком. Весь цей ряд переміщається зі швидкістю 300 000 км в секунду.

нду. Які ж шари називати «гребенями», а які «западинами» - без різниці. Адже верстви розрізняються лише силовим напрямком, чинним на електрони; з цієї причини назви для шарів не мають значення. Однак варто підкреслити, що електромагнітна хвиля коливає не тільки невелике електрично заряджене тіло - електрон. Зустрівши на своєму шляху невеликий магнітик, наприклад, маленьку «компасну стрілку», хвиля так само коливає її. Безпосередньо через те, що електромагнітна хвиля впливає і на електрично заряджені тіла і намагнічені, вона носить назву електромагнітна.

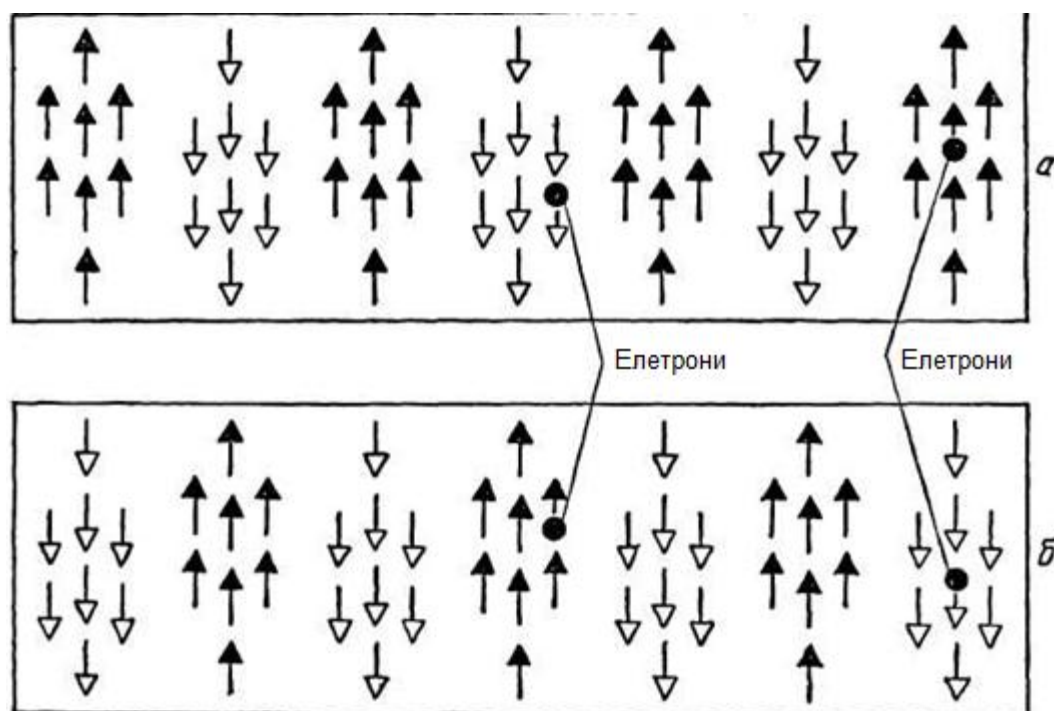


Рисунок 1.2. Електромагнітна хвиля: а) положення шарів з різноманітним направленням сили в заданий момент часу; б) положення шарів в більш пізній період часу

До цих пір ми говорили лише про те, як з'являються світлові, тобто видимі електромагнітні хвилі. Як отримати незримі електромагнітні хвилі - радіохвилі, частота яких в мільйони разів менше частоти хвиль світла. Як же змусити електрон коливатися в мільйони разів повільніше, ніж коливання оптичного електрона в атомі. Щоб відповісти на це питання, уявімо лезо від небезпечної бритви, але тільки вже не притиснуте до крайки столу, а сильно затиснуте в тисках. Щоб змі-

нити частоту коливань цього леза, і змусити коливатися повільніше необхідно повернути рукоятку тисків, трошки витягнути лезо і знову закріпити його в тисках. Новий, найбільш довгий шматок леза стане коливатися з найменшою частотою, ніж короткий шматок. При цьому звук стане нижче.

Відповідь насправді проста, однак користі від нього мало. Перше, так можна скоротити частоту коливань всього лише в кілька разів. Друге, те, що можна зробити з тисками, неможливо виконати з електроном. Не в наших силах змінити сили тяжіння між атомним ядром і електроном. Ми можемо примусити світитися атоми різних речовин, і вони будуть виділяти хвилі світла різного кольору, однак ми не можемо поміняти частоту коливань електрона в якомусь конкретному атомі.

Як же, все-таки, змусити лезо коливатися з частотою в безліч разів меншою, ніж в тисках, для цього необхідно прибрати його з тисків і повісити на довгу нитку. Вийде щось на кшталт маятника. Якщо його качнути, то він стане коливатися, і причому повільно. При цьому, ми зможемо різко змінювати частоту коливань, подовжуючи або скорочуючи нитку. Таким чином, при протяжності нитки в один метр маятник буде робити 1-е коливання в 2 секунди. По-іншому кажучи, частота коливань маятника стане дорівнює 0,5 коливання за секунду. Якщо взяти нитку в десять метрів, то 1-е коливання відбуватиметься в 6,3 секунди, а частота дорівнюватиме 0,16 коливання за секунду.

Тепер нам відомо, що необхідно зробити, щоб змусити електрон повільно коливатися. Необхідно в першу чергу вирвати його з «тисків атома». Тільки зробити це набагато складніше, ніж вийняти з тисків лезо, тому як сили тяжіння між ядром і електроном неможливо «вимкнути» поворотом будь-якої рукоятки.

На щастя, немає необхідності займатися таким нелегким завданням. Справа в тому, що серед речовин є одна відмінна група речовин, яка називається металами. Метали характерні від інших речовин тим, що в них, разом з «прив'язаними», що входять в атомний склад електронами міститься дуже велика кількість вільних, «неприв'язаних» електронів, які подорожують між атомами по всій товщині металу. Ось, за допомогою даних електронів і отримують (в порівнянні зі світло-

вими) радіохвилі, які повільно коливаються. Безпосередньо ці електрони дуже сильно коливаються, в момент попадання на металеве тіло невидимої радіохвилі.

Щоб змусити лезо повільно коливатися, чи не буде достатнім вийняти його з тисків або взяти готову упаковку лез, - необхідно ще підвісити цю упаковку на нитку, зробити маятник. Так само вільні електрони в металі не вагаються самостійно з частотою радіохвиль. Для цього необхідно пристрій, схожий на маятник, - «електричний маятник». Цей «електричний маятник», де вільні електрони коливаються з необхідною нам частотою, носить назву коливальний контур. Він є в складі всіх радіоустановок.

Тепер, щоб ясно розуміти, як за допомогою радіохвиль встановлюють місце розташування невидимій цілі, розглянемо ще 1-е питання: як ми бачимо. Все зримі нами тіла і предмети можна поділити на 2 великі групи: самосвітні тіла і предмети - наприклад, Сонце, зірки, багаття, і несамосвітні - будинки, літаки, дерева.

Самосвітні тіла і предмети ми можемо бачити тільки тому, що вони випромінюють свої хвилі світла. Дані хвилі, потрапляючи в наші очі, впливають на нього, і ми можемо бачити, що світиться предмет.

Несамосвітні предмети ми можемо бачити тому, що на них падають хвилі світла від будь-якого самосвітного джерела, наприклад, від Сонця, лампи, прожектора. Ці хвилі світла спонукають в атомах несамосвітних тіл коливання електронів оптики. Вагаючись, ці оптичні електрони несамосвітних тіл виділяють нові хвилі світла, що потрапляють в наші очі.

Так, ми бачимо несамосвітні предмети тільки тому, що їх атоми розсіюють світло, що йде від самосвітних джерел. Тому картина, яка виникає в наших очах, залежна не лише від характеру падаючого світла, а також і від властивостей атомів цього тіла, на яке розсіюється світло. Цим і пояснюється, що різні предмети, які висвітлені одним і тим же сонячним світлом, виглядають абсолютно по-різному і мають різне забарвлення.

Якщо ж несамосвітне тіло має велику гладку і добре «відшліфовану» поверхню, то оптичні атомні електрони, що лежать на даній поверхні, під впливом падаючої хвилі світла коливаються не по-окремо, а в такт. В даному випадку вони

випромінюють нові хвилі не в усіх напрямках, а в одному конкретному напрямку. Це вже не відоме нам розсіювання хвилі, де нові хвилі розсіюються на всі боки, з відображення хвилі.

За допомогою великих поверхонь, що відбивають, які мають увігнуту форму, так званих увігнутих дзеркал, можна поміняти напрям випромінювання джерела світла, «стиснути» дане випромінювання у вузький, практично паралельний пучок - в світловий промінь (рисунок 1.3). Безпосередньо так і виходить промінь світла в звичайному прожекторі.

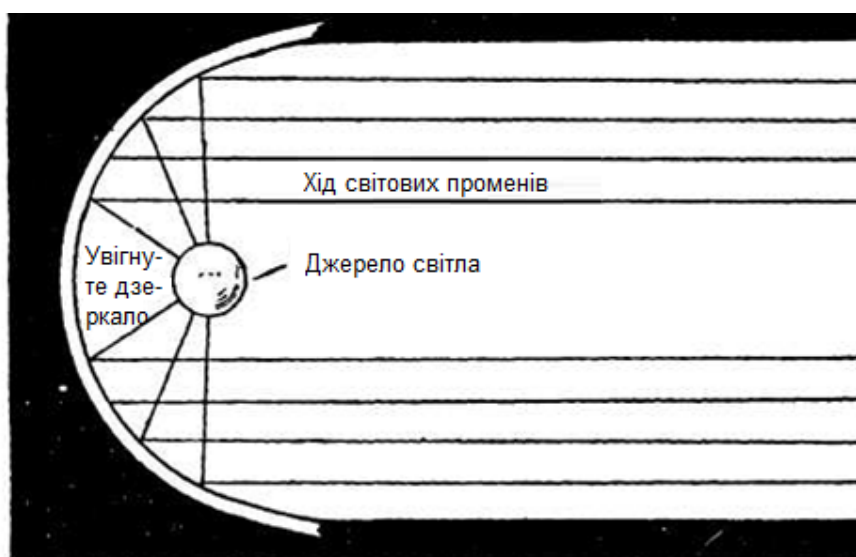


Рисунок 1.3. Отримання направленого світлового пучка з допомогою увігнутого дзеркала (прожектор)

Так, наше око бачить все, що світиться саме або висвітлюється іншими джерелами. Здавалося б, чи можливо бажати найбільшого. Так, і ось чому. Перше, часто, особливо в умовах війни, виникає необхідність побачити корабель або літак, який рухається в цілковитій темряві, так, щоб люди на даному літаку або кораблі не догадались, про те, що їх бачать. Освітивши літак прожектором, ми, звичайно ж, його побачимо, однак і прожектор відразу видасть себе, і противнику стане відомо, що його шукають.

Друге, через те, що ми можемо бачити всі освітлені тіла, все ж, як це не дивно, ми бачимо погано. Наприклад, повітря, яке нас оточує, містить пил; в ньому

завжди є легкий туман. В атмосферному океані плавають хмари. Ми бачимо все - туман, пил, і хмари, завдяки цьому погано можемо бачити або взагалі не бачити те, що знаходиться на максимальних відстанях - там і хмарами, туманом і пилом, що знаходяться в повітрі.

Чому ж туман, пил і хмари заважають нам бачити. Та тому, що світло, яке виходить від далекого предмета, розсіюється на частинках пилу, туману і хмар. Через такого розсіювання хвиля світла слабшає і може назовсім згаснути.

Чи можливо бачити в темряві літак або корабель так, щоб люди, що знаходилися там не знали про це, як розглянути ціль, яка закрита від нас хмарами або туманом. Для цього необхідно замість видимих хвиль світла направити на ціль незримі електромагнітні хвилі маленької частоти - радіохвилі. Радіохвилі наздоженуть ціль і розпорошаться на вільних (тобто на «неприв'язаних» до атомів) електронах матеріалу, з якого зроблена ця ціль. Розсіяні радіохвилі поширяться від цілі на всі боки, і частина їх потрапить на те місце, звідки нами були пущені радіохвилі. Так, якщо ми зможемо виявити ці розсіяні радіохвилі і встановити, звідки вони прийшли, тоді можливо стверджувати, що ми «побачили» ціль, яка нас цікавила.

Але проходять радіохвилі крізь хмари і туман і ось чому. Хвилі світла виливає оптичними електронами. Тому вони занадто розгойдують безпосередньо оптичні електрони і, отже, розсіюються на атомі і молекулі, які містять дані оптичні електрони. Джерелом радіохвиль вважаються коливання вільних електронів в металі. Тому радіохвилі дуже розгойдують тільки вільні електрони, які не пов'язані з окремими атомами. Так, тільки тіла, які містять велику кількість вільних електронів, помітно розсіюють радіохвилі, тобто вважаються для них непрозорими. А туман, пил, хмари і повітря як правило містять «прив'язані» електрони. Вільних електронів в них небагато. Значить, радіохвилі в них практично не розсіюються; для радіохвиль вони є прозорими.

З цієї причини металевий літак «видно» за допомогою радіохвиль дуже добре, а ось дерев'яний планер практично невидимий, так як в дереві занадто мало вільних електронів.

Яким же чином виявити, чи існує де-небудь що цікавить нас ціль - літак або

корабель. Для цього необхідно мати радіохвильове джерело - передавач і чутливий приймач, який вловлює занадто слабкі радіохвилі.

Передавач випромінює в простір радіохвилі. Якщо в просторі є якась ціль - металевий літак або корабель, тоді радіохвилі будуть цією ціллю розсіюватися, і приймач стане приймати хвилі, які розсіяні ціллю. Влаштований приймач так, що, при прийомі радіохвиль, в ньому починають рухатися електрони і електричний струм. Так, якщо в приймачі є струм, - значить, десь в просторі знаходиться ціль; немає струму - немає цілі.

Приймач має спеціальним пристроєм, що не пропускає в нього радіохвилі, які йдуть саме від передавача.

Мало знати, що десь в просторі розташована ворожа ціль, наприклад, літак противника. Набагато значно визначити ту сторону, напрямок, де в даний момент знаходиться цей літак.

Чи можна за допомогою радіохвиль не тільки виявити ціль ворога, а й встановити, в якій стороні вона знаходиться, тобто визначити напрямок цілі. Так можна. Для цього необхідно передавач, який випромінює радіохвилі на всі боки, замінити передавачем, який випромінює радіохвилі вузьким спрямованим пучком – радіопроменем.

Відбившись від цілі даний радіопромінь потрапить в приймач і в ньому з'явиться струм. Поява струму в приймачі, означає, що ціль, яка нас цікавить «освітлена» радіопроменем. А оскільки напрямок радіопроменя ми знаємо, то кожен раз, «засікаючи» ціль, ми автоматично встановлюємо і напрямок на цю ціль.

«Ловлять» ціль радіопроменем так, як ловлять її звичайним прожектором. Радіопромінь обертають у всіх напрямках і стежать за приймачем. Як тільки в приймачі виникає струм - ціль «спіймана».

Тепер слід пояснити, як же отримують радіопромінь - вузький направлений радіохвильовий пучок. Існує кілька різних пристроїв, які передають направлене випромінювання радіохвиль. Самий найпростіший з них - «радіопрожектор». Він складається з випромінювача, від якого розсіюються радіохвилі на всі боки, і великого увігнутого «дзеркала», яке збирає дані хвилі і направляє їх в один бік.

Однак радіохвилі можуть не тільки вказувати, звідки наближається літак або корабель ворога. Вони ще можуть вимірювати відстань до цілі ворога.

Як за допомогою радіохвиль вимірювати відстані. Пригадайте всім знайоме явище - відлуння. Людина, стоячи на березі річки, видає короткий уривчастий крик. Хвиля звуку йде вперед і досягає будинку. Від будинку йде нова, відбита хвиля. Коли вона доходить до вуха людини, що кричала, він чує такий же крик, але вже йде від будинку і найбільш слабкий. Це і називається ехо.

По часу можна з легкістю помітити, за який період часу звук пройшов відстань від людини до дому і назад. Наприклад, людина почула відлуння через одну секунду після крику. Але вам уже відомо, що за одну секунду звук проходить $1/3$ км. Відповідно, шлях звуку від людини до дому і назад дорівнює $1/3$ км. Відстань від людини до будинку дорівнює половині цього шляху, тобто $1/6$ км, або, приблизно, 165 метрам. Якби відлуння виникло через дві секунди після крику, тоді це означало б, що відстань між ними дорівнюватиме 330 метрам і т.п.

Вимірювати відстані за допомогою відлуння і часу можна лише при одній умові: звук повинен бути коротким, уривчастим. Якби людина видала протяжний звук (наприклад, співав пісню), тоді відлуння приходило б до нього, коли він ще співає, і він не міг би його чути. Для вимірювання відстані потрібно, щоб крик закінчувався до приходу еха.

Радіохвилі, про які розповідалося досі, схожі на протяжний звук. Вони передаються передавачем протягом тривалого часу. Радіопромінь, про який говорилося, також нагадує протяжний звук. Але можливо отримати і радіопромінь, який буде схожий на уривчастий крик. Для цього необхідно включати передавач на вельми короткий час, а потім вимикати його. Тоді передавач стане випромінювати не наскрізний хвильовий ряд, а коротку хвильову низку - кілька «гребенів» і «западин». Ця невелика, нетривала група «гребенів» і «хвиль» носить назву радіоімпульс.

Розсіюючись від цілі, радіопромінь, який складається з коротких імпульсів, стане створювати «радіоехо». І ось за допомогою радіоехо можливо виміряти відстань до цілі так, як ми встановлювали відстань за допомогою звичайного відлун-

ня. Правда, в такому випадку радіоімпульс зобов'язаний мати найбільш меншу тривалість, ніж уривчастий звук.

Якщо звук триває $1/10$ секунди, тоді він цілком встигне закінчитися до того, як з'явиться відлуння навіть від перешкоди, яке знаходиться всього на відстані ста метрів. Але швидкість радіохвиль практично в мільйон разів більше швидкості звуку. З цієї причини радіоехо від літака, наприклад, приходить через якісь десятитисячні або навіть стотисячні частки секунди. Відповідно, в даному випадку проміжок часу між включенням і вимиканням передавача може бути трохи більше ніж кілька мільйонних часток секунди.

Так, в радіолокації доводиться мати справу з вельми малими часовими проміжками. Для вимірювання цих проміжків існують особливі, дуже малі, тимчасові одиниці: мілісекунди і мікросекунди.

Тисячна частка метра - це міліметр, аналогічно цьому мілісекунд іменується тисячна частка секунди. Мікросекунда іменується як тисячна частка мілісекунди, тобто мільйонна частка секунди.

Щоб було зрозуміло, наскільки невеликим часовим проміжком є мікросекунда, наведемо приклад. Автомобіль, який з величезною швидкістю - 120 км. в годину, встигає пройти за 1-у мікросекунду шлях, який дорівнює всього лише $1/30$ частці міліметра, тобто товщині тонкої цигаркового паперу. Радіохвилі встигають пройти за 1-у мікросекунду порядку $1/3$ км.

Подивимося тепер, як встановлюють відстань до цілі за допомогою радіоімпульсу. На рисунку 1.4 показана (умовним знаком) радіолокаційна установка, яка розташована на землі. Її передавач відсилає в певному напрямку короткий радіоімпульс, далі протягом найбільш тривалого часу «відпочиває», потім знову посиляє той же короткий імпульс по тому ж напрямку, знову відпочиває і т. п.

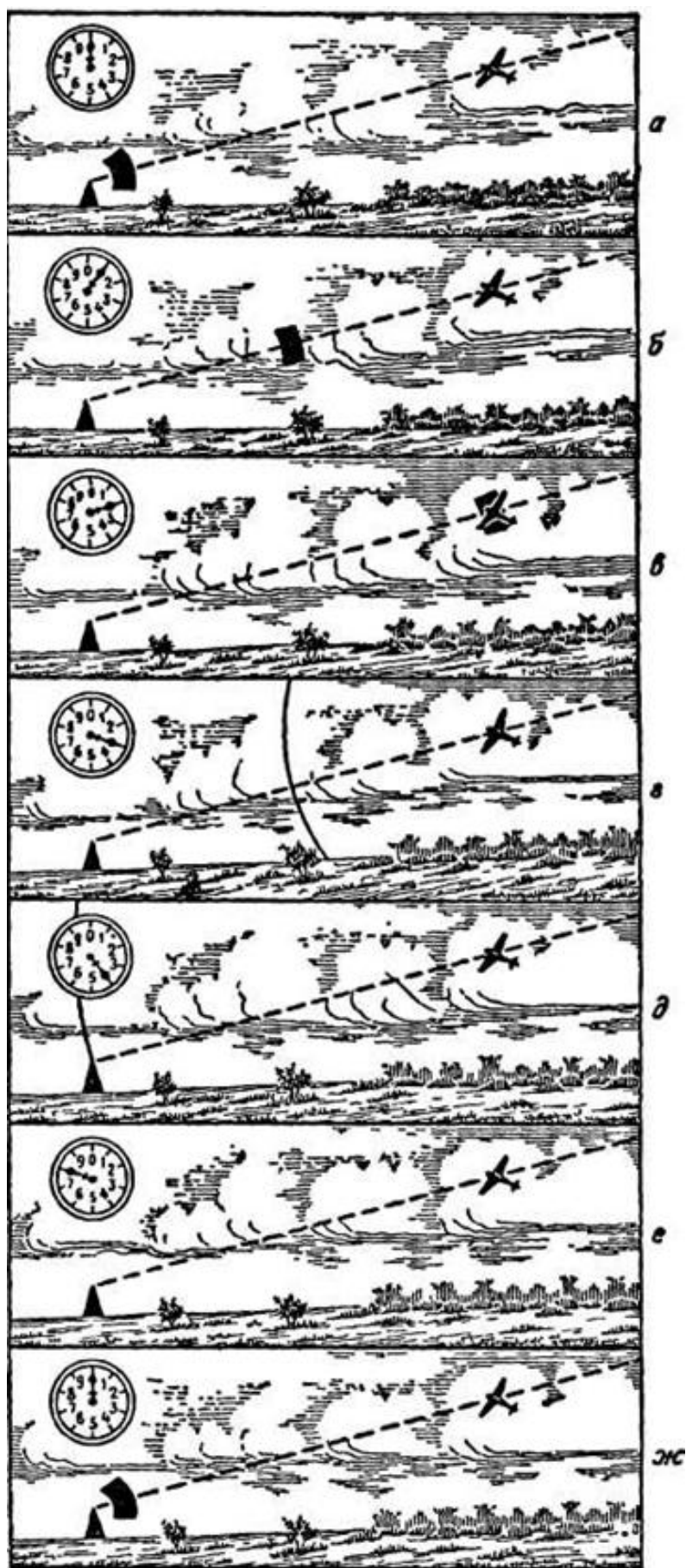


Рисунок 1.4. Радіоехо від літака

На рисунку 1.4, а представлений момент, де передавач видає 1-й імпульс. Тут же показані уявні годинники, які здатні відраховувати 10-у частки мілісекунди. Весь циферблат цього годинника стрілка проходить за 1-у мілісекунди. Імпульс випускається в момент, коли годинникова стрілка проходить через нуль. Імпульс починає біг у напрямку, яке позначено пунктирною лінією. Коли пройде 10-а частина мілісекунди, імпульс вже буде на відстані тридцять кілометрів від радіолокатора. Даний момент зображений на рисунку 1.4, б.

Імпульс проходить крізь густу грядку хмар і біжить далі; після закінчення 2-х десятих мілісекунди з моменту відправки він знаходиться на відстані шістдесят кілометрів від радіолокатора (рисунок 1.4, в). Тут з імпульсом не відбувалося нічого особливого, якби як в даному місці він не зіткнувся б з летучим літаком. В даний момент з'являється новий імпульс, який розсіяний від літака.

Проходить ще 1-а 10-а мілісекунди (рисунок 1.4, г). Вихідний імпульс знаходиться вже в дев'яноста кілометрах від радіолокатора (він пішов за межі рисунка). Але нам вже цікавий слабкий розсіяний імпульс.

Даний імпульс встиг пройти за 1-у 10-у мілісекунди, що минув з моменту його народження, тридцять кілометрів на всі боки. Через 2 десятих мілісекунди він доходить до приймача радіолокатора. Всього пройшло 4-и десятих мілісекунди. В даний момент (він зображений на рисунку 1.4, д) приймач радіолокатора «передчуває» прихід імпульсу, який розсіяний від літака - в приймачі з'являється короткочасний електрострум.

Проходить ще кілька 10 мілісекунди. Вихідний і розсіяний імпульси йдуть все далі; вони вже вийшли за межі нашої картини (рисунок 1.4, е) передавач все ще перебуває в бездіяльності, все ще триває перерва між імпульсами. Але ось через деякий час, скажімо повна мілісекунда, після посилу 1-го імпульсу. В даний момент годинникова стрілка проходить через нуль, і передавач знову посиляє імпульс (рисунок 1.4, ж). Вся картина, показана на рисунку 1.4, а, повторюється заново.

Як ви бачите, абсолютно на всіх картинах рис. 1.4 літак розташовується на 1-му і тому ж місці. Це зрозуміло. Адже за 1-у мілісекунди, тобто за часовий пері-

од, що пройшов між 2-ма імпульсами, літак встиг тільки пролетіти всього якихось 10 - 20 сантиметрів.

Тепер все повторюється заново. Другий імпульс теж досягає літака і відправляє 2-й розсіяний імпульс. Розсіяний імпульс через 4-ри десятих частки мілісекунди після відправки 2-го імпульсу досягає приймача і викликає там короткочасний струм і т. п. Якщо ж передавач буде відправляти імпульси через кожную мілісекунду, тоді так само через кожную мілісекунду до приймача радіолокатора будуть надходити розсіяні літаком імпульси. При цьому кожен з розсіяних імпульсів буде надходити через 4-ри 10-тих мілісекунди після відправки породившого його імпульсу.

Ну, а, якщо літак розташовується не в шістдесяти кілометрах від радіолокатора, а набагато ближче. В цьому випадку розсіяні імпульси будуть надходити також через кожную мілісекунду 1-н за іншим, проте будуть спізнюватися, в порівнянні з надісланими імпульсами, не на 4-и 10-тих мілісекунди, а менше. Якщо літак знаходиться далі, ніж за шістдесят кілометрів, тоді розсіяні імпульси надходять через кожную мілісекунду, однак спізнюються, в порівнянні з надісланими імпульсами, більш ніж на 4-ри 10-их мілісекунди.

Так, вимірюючи, яка частка мілісекунди проходить між відправкою імпульсу передавачем і появою струму в приймачі, нескладно розрахувати, на якій відстані знаходиться літак.

По суті, ми використовували той же спосіб визначення відстані, що і за допомогою звукового відлуння. Відмінність тільки в тому, що ехо звуку виникає через секунди, а радіоехо з'являється через частки мілісекунди.

Висновок до розділу 1

В розділі розглянута загальна характеристика про радіолокацію и принцип її роботи. Таким чином, радіолокація має важливе значення в цивільній авіації, у системах протиповітряної оборони, в метеорології, картографії, дослідженні космосу, тощо. Вона здійснюється за допомогою пристроїв, які називаються радіоло-

каційними станціями або радарми. Радіолокатори розрізняються за діапазоном використовуваних радіохвиль, за видом зондувального сигналу, числом використовуваних каналів, за кількістю та видом вимірюваних координат, місця установки РЛС.

РОЗДІЛ 2

БАГАТО ЧАСТОТНА РАДІОЛОКАЦІЯ

2.1. Формування багаточастотного сигналу

Багаточастотні сигнали являють собою сукупність декількох сигналів з різними несучими частотами і однаковими або різними законами модуляції. Принципово можливе формування багаточастотних сигналів на основі одночасного випромінювання декількох сигналів з різними несучими частотами або зі зміщенням в часі за рахунок швидкої перебудови несучої частоти зондуючого сигналу за певним законом.

Одночасне випромінювання сигналів з різними несучими частотами може бути здійснено декількома способами. Найбільш простим з них є спосіб, при якому багаточастотний сигнал формується групою передавачів з різними несучими частотами. У таких багаточастотних РЛС безперервного випромінювання, як правило, кожен передавач працює на окрему передавальну антену, а кожен приймач підключений відповідно до окремої приймальної антени. Така схема передавального тракту характерна для багаточастотних РЛС безперервного випромінювання, наприклад доплерівських РЛС виявлення низьколітаючих цілей.

Одночасне випромінювання сигналів з різними несучими частотами може бути забезпечено при використанні в передавальному пристрої в якості генератора, що задає багаточастотний автогенератор. Розрізняють три основних типи багаточастотних автогенераторів: з використанням гармонік основної частоти; з довільним співвідношенням власних частот контурів; з запізненим зворотним зв'язком. Крім цього, можливі багаточастотні автогенератори, що представляють собою різні комбінації зазначених вище основних типів. Особливий інтерес, з точки зору використання багаточастотних сигналів в радіолокації, представляє третій тип багаточастотних автогенераторів - з запізненим зворотним зв'язком, що генерує коливання зі спектром частот навколо основної частоти. У дециметровому і сантиметровому діапазонах хвиль такі багаточастотні автогенератори можуть бу-

ти створені на лампах бігучої або зворотної хвилі з внутрішнім (через заповільнюючу систему) або зовнішнім зворотним зв'язком. Ще одним із способів одночасного формування сигналів з різними несучими частотами може бути синтезування частот. У багаточастотних передавальних пристроях застосовується пасивний метод синтезування частот, заснований на використанні тільки генераторів гармонік, змішувачів і фільтрів [1].

Швидка перебудова частоти з метою багаточастотної роботи може застосовуватися як в пристроях радіолокацій з безперервним випромінюванням, так і в імпульсних РЛС. При цьому здійснюється стрибкоподібна зміна несучої частоти в межах тривалості кожного імпульсу. У цьому випадку кожен імпульс можна розглядати як та, що складається з декількох елементарних імпульсів з різними частотами заповнення (як правило, дорівнює тривалості). Тимчасове зміщення складових такого багаточастотного сигналу дорівнює тривалості кожного попереднього елементарного імпульсу. Однак обробка такого сигналу в приймальному пристрої при введенні відповідної тимчасової затримки в кожному частотному каналі аналогічна обробці одночасно сформованого багаточастотного сигналу.

Швидка перебудова несучої частоти РЛС може бути досягнута декількома способами: безпосередній перебудовою частоти однокаскадного потужного автогенератора СВЧ; перебудовою частоти малопотужного генератора, що задається, з подальшим посиленням генерацією їм сигналів в широкосмуговому підсилювачі потужності; поперемінною роботою кількох передавачів з різними несучими частотами.

Швидка перебудова частоти РЛС шляхом поперемінної роботи декількох передавачів з різними несучими частотами застосовується в тих випадках, коли необхідно забезпечити високу стабільність або дуже великий рознос несучих частот. Поперемінна робота передавачів досягається безпосереднім почерговим підключенням їх до тракту передачі енергії або шляхом селекції їх сигналів спеціальним частотним селектором. У першому випадку виходи всіх передавачів підключаються до потужного широкосмугового перемикача, який поперемінно підключає передавачі до антени за заданою програмою. Роботою перемикача керує синх-

ронізатор РЛС. У другому випадку виходи передавачів підключаються до загального частотного селектора, керованого також синхронізатором РЛС. РЛС з перебудовою частоти шляхом поперемінної роботи декількох передавачів мають високу надійність роботи. Це пояснюється тим, що при виході з ладу окремих передавачів працездатність РЛС зберігається, лише в деякій мірі погіршуються її характеристики.

Частота може змінюватися по заздалегідь заданому, випадковому або псевдовипадковому закону. Вибір закону перебудови частоти залежить від призначення РЛС, числа робочих частот, способу обробки прийнятих сигналів і деяких інших чинників. Крім розглянутого, теоретично обґрунтовані і в різному ступені технічно здійснені три основні методи швидкої зміни несучої частоти імпульсних РЛС. Перший метод - зміна несучої частоти від імпульсу до імпульсу. Цей метод найчастіше використовується для формування багаточастотного сигналу з тимчасовим зсувом складових сигналів, що дорівнює періоду їх повторення (зміна несучої частоти від періоду до періоду повторення сигналів при випромінюванні в кожному періоді тільки одного імпульсу). Другий метод - зміна несучої частоти від однієї групи імпульсів до іншої. Використання цього методу для формування багаточастотного сигналу найчастіше виправдано при високих частотах повторення імпульсів, коли можливості зміни несучої частоти від імпульсу до імпульсу обмежені реально досяжною швидкістю перебудови приймально-передавального тракту. Третій метод - зміна несучої частоти в межах тривалості кожного імпульсу близько деякого середнього значення частоти, що змінюється в свою чергу від періоду до періоду повторення імпульсів або через кілька періодів. Цей метод є комбінацією двох попередніх методів. Мабуть, технічне використання його найбільш складно, хоча з точки зору перешкодозахищеності РЛС він може з'явитися одним з найбільш ефективних [1].

Випромінювання багаточастотного сигналу в РЛС можна здійснювати двома шляхами. Це, по-перше, частотно-багатоканальні станції, в яких основні показники визначаються сукупністю дії всіх частотних каналів. У таких РЛС випромінювання на декількох частотах здійснюється в межах однієї і тієї ж діаграми

спрямованості. У другому випадку кожна складова багаточастотного сигналу випромінюється в межах самостійної діаграми спрямованості, яка зміщена в просторі відносно один одного. Такі частотно-багатопроменеві РЛС, як правило, використовуються для створення діаграм спрямованості складної форми і за своєю суттю не є багатоканальними [2].

У частотно-багатоканальних РЛС є кілька передавачів, що працюють на різних несучих частотах f_1, f_2, \dots, f_L (рис. 2.1), які запускаються загальним синхронізуючим пристроєм. Високочастотні коливання після хвильового суматора підводяться до опромінювача дзеркала антени і випромінюються в межах однієї діаграми спрямованості. Прийняті сигнали окремо обробляються в n приймачах з подальшим підсумовуванням результатів обробки.

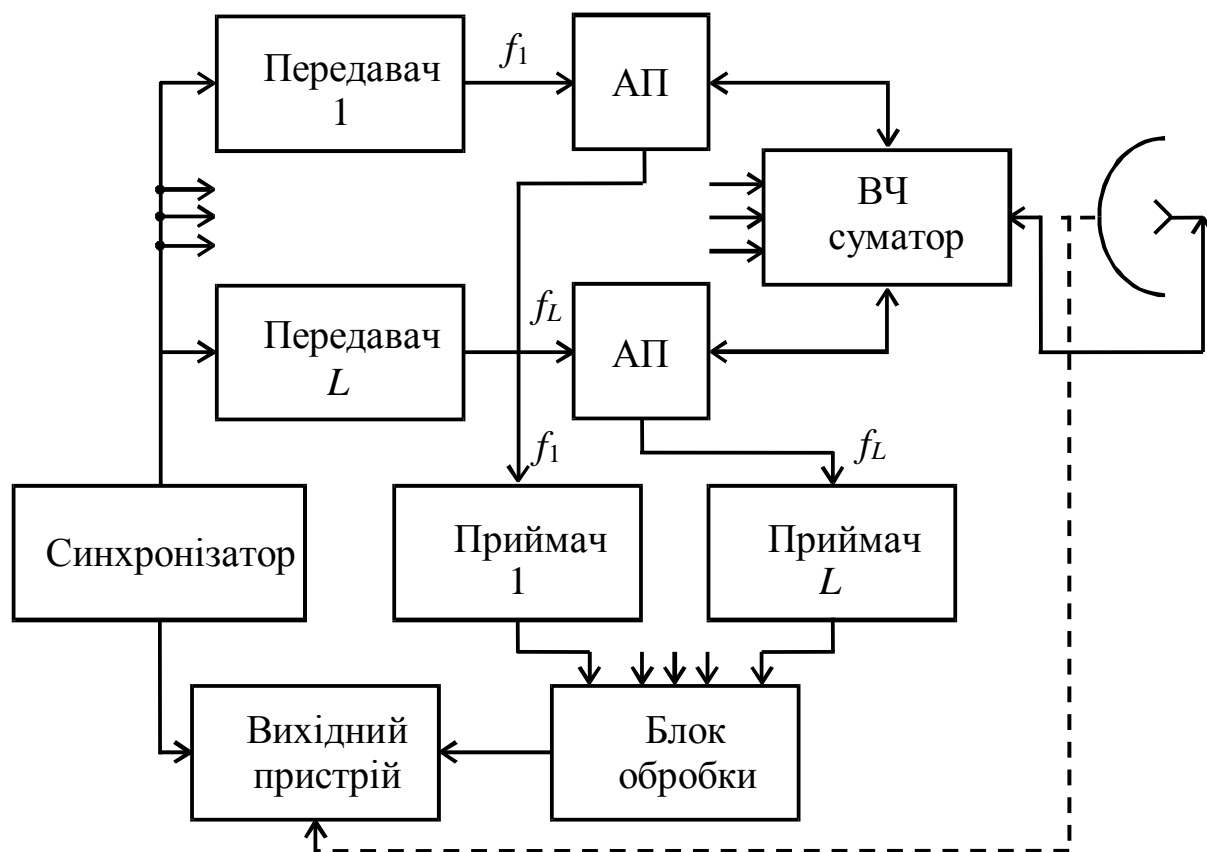


Рисунок 2.1. Структурна схема частотно-багатоканальної РЛС

Таким чином, багаточастотний сигнал, що випромінюється в межах однієї діаграми спрямованості, може бути сформований на основі швидкої перебудови несучої частоти РЛС або шляхом одночасного випромінювання сигналів з різни-

ми несучими частотами. Вибір способу формування багаточастотного сигналу, а також характер флуктуацій відбитих від цілі сигналів, розподіл потужності між частотними каналами, кількість несучих частот, величина їх розносу і спосіб обробки відбитих сигналів є основними факторами, що визначають ступінь поліпшення характеристик РЛС.

2.2. Способи обробки багаточастотних сигналів

Найбільший ефект від багаточастотної радіолокації досягається при статистичній незалежності сигналів, що відповідають різним несучим частотам. Фізично це пояснюється тим, що при цьому відповідні їм максимуми діаграм вторинного випромінювання цілі зміщені відносно один одного. Це призводить до зменшення порізаності сумарної (еквівалентної) діаграми вторинного випромінювання і відносної величини флуктуацій відбитого сигналу, завдяки чому підвищуються дальність дії РЛС і надійність виявлення цілі. Необхідною (але не достатньою) умовою статистичної незалежності відбитих сигналів є ортогональність відповідних складових зондуючого сигналу [3].

Доведено, що відбиті від однієї і тієї ж цілі сигнали статистично незалежні в разі, якщо їх спектри не перекриваються. Дана умова не може бути забезпечено підбором законів модуляції складових зондуючого багаточастотного сигналу, а виконується тільки при чималій величині розносу їх частот. Таким чином, умовою статистичної незалежності сигналів, що відповідають різним несучим частотам, є рознос несучих частот f_{nj} на величину, яка визначається як [4]:

$$\Delta f = f_{nj-1} - f_{nj} \geq \frac{c}{l_{цр}} = \frac{300}{l_{цр}} \text{ МГц},$$

де $l_{цр}$ - радіальна протяжність цілі, м.

Статистична незалежність відбитих від цілі складових багаточастотного сигналу дозволяє обробляти їх незалежно один від одного. При цьому оптимальна обробка багаточастотного сигналу полягає в роздільній обробці кожної частотної складової з подальшим підсумовуванням результатів обробки і порівнянням су-

марного сигналу з порогом. При цьому в кожному частотному каналі проводиться обробка на основі когерентного або некогерентного накопичення [3].

Крім того, можливі такі способи об'єднання частотних каналів багаточастотної РЛС: лінійне підсумовування сигналів всіх частотних каналів; попарне підсумовування сигналів з подальшим перемноженням сум; попарне множення з подальшим підсумовуванням добутків; перемноження сигналів всіх частотних каналів. Перший варіант забезпечує найбільшу ймовірність правильного виявлення при заданій дальності і має найменшу перешкодозахищеність. Останній варіант, навпаки, має найбільшу перешкодозахищеність при найменшій дальності дії. Другий і третій способи об'єднання частотних каналів являє собою комбінацію розглянутих способів обробки багаточастотного сигналу - лінійного підсумовування і множення сигналів.

Істотний вплив на спосіб об'єднання частотних каналів, крім забезпечення заданої ймовірності помилкової тривоги і перешкодозахищеності, надає характер міжперіодної обробки (когерентної або некогерентної) в частотних каналах. Це питання докладніше буде розглянуто у третьому розділі.

Вибір числа робочих частот і величини їх розносу є одним з найбільш важливих питань при проектуванні багаточастотних РЛС. З одного боку, занадто мале число частот або недостатній їх рознос не дозволяють домогтися необхідного згладжування флуктуацій відбитого сигналу, в результаті чого можливості багаточастотної радіолокації цілей реалізуються в неповній мірі. З іншого боку, занадто велика кількість робочих частот може виявитися причиною значного ускладнення конструкції, збільшення габаритів і маси РЛС, а при певних умовах, крім того, причиною зниження ефективності багаточастотної роботи.

Максимально можливе число робочих частот залежить перш за все від періоду обробки сигналів. Часто період обробки сигналів дорівнює одному циклу огляду; тоді максимально можливе число робочих частот буде дорівнювати кількості імпульсів, прийнятих за цикл огляду від однієї цілі ($L_{\text{макс}}=N$). Якщо багаточастотна робота РЛС досягається шляхом швидкої перебудови несучої частоти, то максимально можливе число робочих частот обмежується і іншими факторами -

діапазоністю приймально-передавального тракту РЛС ($\Delta f_{\text{пер}}$) і мінімально необхідним з точки зору незалежності сигналів розносом частот ($\Delta f_{\text{р мин}}$):

$$L_{\text{макс}} = 1 + \Delta f / \Delta f_{\text{р мин}}.$$

Якщо знайдене за наведеною формулою значення $L_{\text{макс}}$ перевищує кількість спільно оброблюваних сигналів (N), то є можливість більшого розносу робочих частот РЛС з метою забезпечення кращих умов незалежності сигналів і більш повного використання діапазону можливої перебудови несучої частоти РЛС. Якщо величина $L_{\text{макс}}$ значно менше оптимального числа робочих частот, відповідного заданим умовам виявлення цілей, то це означає, що приймально-передавальний тракт РЛС не володіє достатньою діапазоністю, необхідної для забезпечення незалежності складових багаточастотного сигналу, і потребує ускладнення конструкції.

Крім того, багаточастотні (багатоканальні) РЛС відрізняються від одночасотних (одноканальних) більш високою надійністю роботи. Це пов'язано з тим, що в багатоканальній РЛС вихід з ладу окремих каналів ще не означає відмови всієї системи; навіть якщо $(L-1)$ каналів вийдуть з ладу, а працездатним залишиться тільки один, то повної відмови системи не відбудеться, хоча її характеристики можуть істотно погіршитися. Якщо ймовірність безвідмовної роботи окремого каналу протягом заданого відрізка часу дорівнює $P_{\text{брі}}$, то ймовірність збереження працездатним хоча б одного каналу з трьох за той же час дорівнює:

$$P_{\text{бр}} = 3P_{\text{брі}}(1 - P_{\text{брі}})^2 + 3P_{\text{брі}}^2(1 - P_{\text{брі}}) + P_{\text{брі}}^3.$$

Ймовірність безвідмовної роботи системи зростає має велике значення. Якщо, наприклад, $P_{\text{брі}} = 0,6$ (низька надійність), то ймовірність безвідмовної роботи 3-канальної станції досягає 0,933.

2.3. Вимірювання радіальної швидкості цілі

Вимірювання радіальної швидкості цілі v_r щодо РЛС засноване на ефекті Доплера. Даний ефект проявляється в тому, що частота прийнятих коливань відрі-

зняється від частоти випромінюваних коливань, якщо випромінювач і приймач переміщаються відносно один одного. Величина доплерівського зсуву частоти пропорційна радіальній швидкості руху цілі. Як відомо [5], доплерівське зрушення частоти відбитих сигналів щодо несучої частоти зондувальних сигналів f_n :

$$F_d = \frac{2v_r}{c} f_n$$

Ефект Доплера проявляється як на несучій частоті сигналу, так і на частоті будь-якого іншого коливання, яке може бути виділено з сигналу за допомогою лінійних або нелінійних перетворень. Якщо сигнал не є монохроматичним, то ефект Доплера зумовлює зміну частоти всіх спектральних складових сигналу. Так як доплерівське зміщення для різних спектральних складових різне, то ефект Доплера призводить до спотворення форми сигналу і зміни параметрів, що залежать від часу: тривалості імпульсу, періоду повторення і тривалості пачки, які збільшуються при видаленні цілі і зменшуються при її наближенні.

Крім того, при вимірюванні радіальної швидкості необхідно враховувати наявність стробоскопічного ефекту в імпульсних РЛС, який призводить до того, що однозначний вимір швидкості можливо за умови $F_d < F_n/2$, де $F_n = 1/T_n$ - частота повторення імпульсів.

Традиційним рішенням при спільних вимірах часу запізнювання (дальності) і частоти коливань (радіальної швидкості) є багатоканальні вимірювачі (рис. 2.2). Кожен доплерівський канал містить узгоджений фільтр УФ і детектор Д, вихідна величина якого подається на схему вибору максимуму СВМ [6]. При перевищенні порогу в пороговому блоці ПБ ключ К пропускає на вихід оцінку доплерівського зсуву частоти сигналу, яка відповідає оцінці максимальної правдоподібності. Багатоканальність по частоті обумовлена тим, що узгоджений фільтр не володіє інваріантністю щодо частоти сигналу. Розлад Δf узгоджених фільтрів визначається роздільною здатністю сигналу по частоті, яка характеризується протяжністю перетину тіла невизначеності сигналу уздовж частотної осі. Число каналів оптимального вимірювача визначається як:

$$M = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{\Delta f}$$

де $[F_{\max}, F_{\min}]$ - доплерівський діапазон зсуву частоти сигналу.

Однак реалізація багатоканальних вимірювачів призводить до суттєвого ускладнення апаратури. При цьому точність вимірювання визначається числом використовуваних доплерівських каналів.

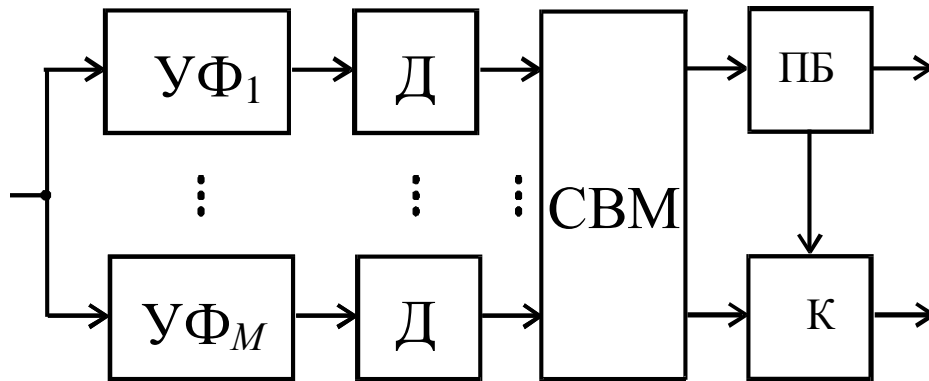


Рисунок 2.2. Структурна схема багатоканального вимірювача

Для підвищення ефективності виявлення та точності вимірювання можна використовувати детектор-вимірювач, який здійснює одноканальну когерентну обробку відбитих сигналів [7]. Структурна схема такого детектора-вимірювача когерентно-імпульсних сигналів зображена на рис. 2.3. Одноканальне когерентне накопичення вхідних відліків здійснюється на основі блоку затримки на період повторення T , блоку комплексного сполучення $(*)$, комплексного примножувача $(\dot{\times})$ і междуперіодного накопичувача H . Крім того, схема містить обчислювач фази $ОФ$, що виконує алгоритми, які детально будуть розглянуті у третьому розділі, обчислювач модуля $ОМ$ і пороговий блок $БП$.

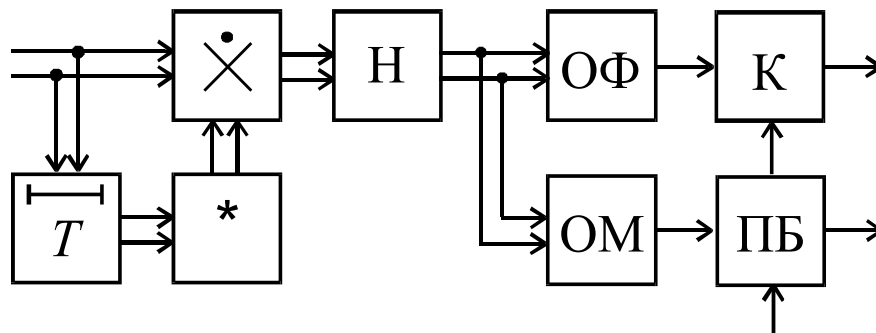


Рисунок 2.3. Структурна схема детектора-вимірювача когерентно-імпульсних сигналів

Однак для когерентно-імпульсних РЛС, що працюють в режимі високої шпаруватості, перевагою яких є висока роздільна здатність по дальності, необхідно мати на увазі, що період повторення T_{Π} вибирається в РЛС даного типу з умови однозначного виміру максимальної дальності D_{\max} :

$$T_{\Pi} = 1/F_{\Pi} = 2D_{\max}/c.$$

При цьому однозначне вимірювання радіальної швидкості цілі v_r можливо в межах:

$$v_{r\max} \leq \frac{\lambda}{4T_{\Pi}},$$

де λ - довжина хвилі зондуючого сигналу, що з урахуванням реальних швидкостей більшості радіолокаційних цілей абсолютно недостатньо. Збільшити довжину хвилі зондуючого сигналу для перекриття всього діапазону реальних швидкостей цілі не дозволяють обмеження, що накладаються на ширину діаграми спрямованості антени РЛС.

Для розширення діапазону однозначних вимірюваних радіальних швидкостей цілі можна використовувати двохчастотний метод [5] або нееквідистантну послідовність імпульсів [7]. Структурна схема двохчастотної РЛС зображена на рис. 2.4 і містить два генератора радіочастоти ГРЧ, когерентний гетеродин КГ, фазує радіоімпульс на різницевій частоті $\omega_2 - \omega_1$, гетеродин ГЕТ, підсилювачі радіочастоти ПРЧ, підсилювачі проміжної частоти ППЧ, фазовий детектор ФД і індикатор Інд.

За допомогою змішувача 1 виділяється фазує радіоімпульс на різницевій частоті $\omega_2 - \omega_1$ і здійснюється фазування КГ. Двоканальний приймач на основі ГЕТ, що працює на частоті $\omega_{\Pi\text{ч}} + \omega_1$, перетворює прийняті і посилені в ПРЧ радіоімпульси на частоті $\omega_{\Pi\text{ч}}$ в одному каналі і $\omega_{\Pi\text{ч}} + \omega_2 - \omega_1$ в іншому. Після посилення в ППЧ і перетворення в змішувачі 2 на різницеву частоту $\omega_2 - \omega_1$ відображені імпульси порівнюються по фазі на ФД з опорним сигналом КГ. При наявності рухомої цілі доплерівське зміщення на різнистій частоті визначається як:

$$F_{\text{др}} = \frac{2v_r}{c} (f_{\text{н1}} - f_{\text{н2}}) \approx \frac{2v_r}{c} f_p = \frac{2v_r}{\lambda_p}.$$

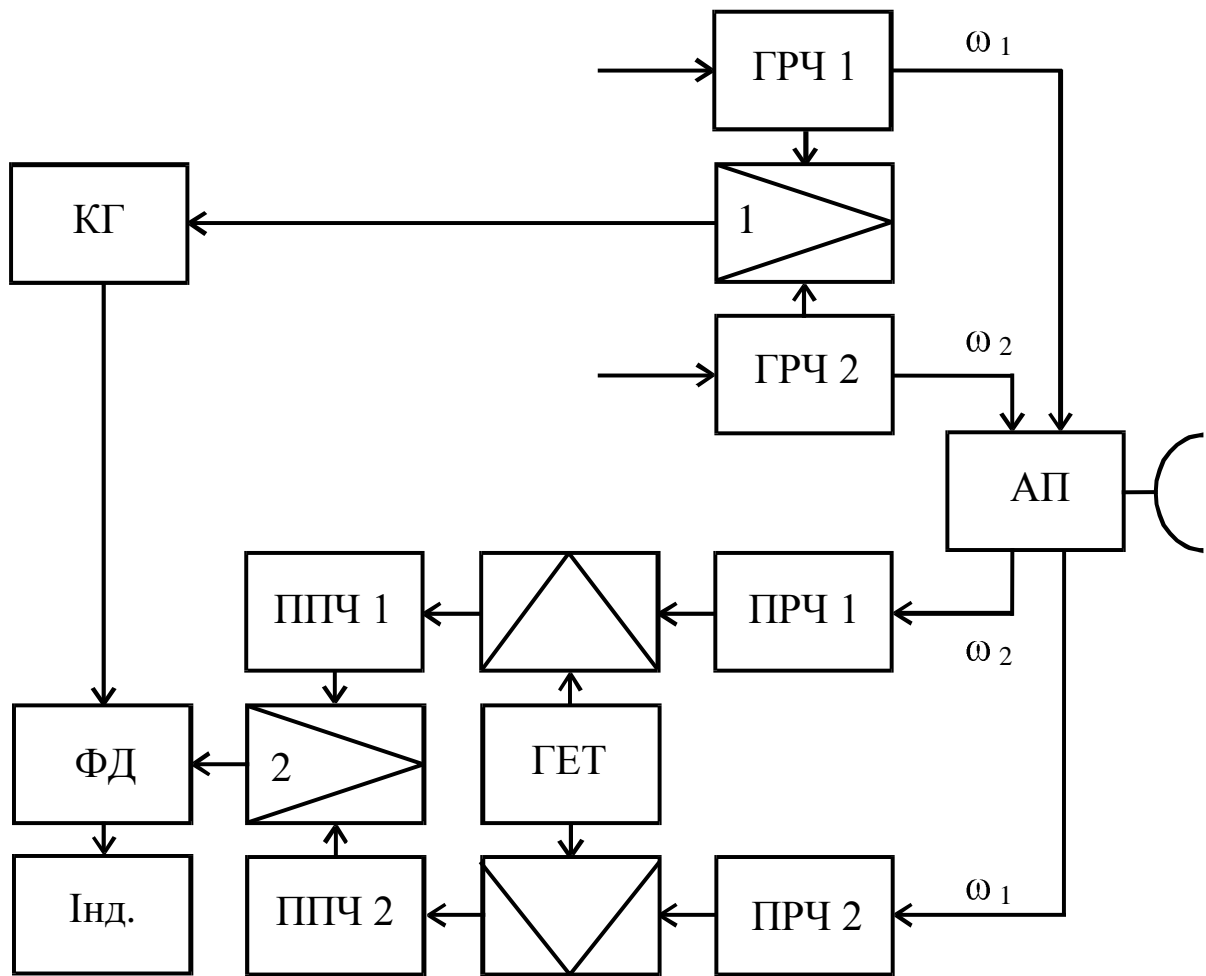


Рисунок 2.4. Структурна схема двохчастотної РЛС

Оскільки доплерівське зміщення на різницевій частоті істотно менше, ніж на несучій, при цьому максимальна радіальна швидкість цілі:

$$\frac{\lambda_1}{4T_n} \leq v_{r\max} \leq \frac{\lambda_p}{4T_n},$$

в пристрої з'являється можливість однозначного виміру радіальної швидкості в межах всього заданого діапазону.

Крім того, при багаточастотном зондуванні і обробці прийнятих сигналів на різницевій частоті центри зон сліпих швидкостей визначаються як:

$$v_{\text{слк}} = k \frac{c}{2(f_{n1} - f_{n2})T_n}, \quad K = 0, 1, 2, \dots$$

де $v_{\text{слк}}$ - центральні швидкості сліпих зон в двочастотної РЛС.

Оскільки $f_{n1} \gg f_{n1} - f_{n2} \ll f_{n2}$, то в двочастотній когерентно-імпульсній РЛС чи-

сло сліпих зон в робочому діапазоні радіальних швидкостей значно менше, ніж у відповідній одночастотній РЛС.

2.4. Імовірнісні характеристики систем виявлення

Оптимізацією системи по виявленню згідно з критерієм Неймана-Пірсона передбачається максимізація ймовірності точного виявлення D . Середню ймовірність виявлення при рівномірно розподіленій і невідомій в інтервалі однозначності $[-\pi, \pi]$ величиною доплерівського зсуву фази сигналу φ за час повторення T зондируючих імпульсів можна визначити за допомогою усередненої залежності ймовірності точного виявлення D від вхідного співвідношення сигнал / перешкода q :

$$D(q) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} D(q, \varphi) d\varphi = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} D(q, \varphi) d\varphi. \quad (2.1)$$

Необхідно конкретизувати вираз характеристик виявлення $D(q)$ за допомогою визначення функціональної залежності ймовірності D від вхідних даних і параметрів системи. Для систем, що здійснюють когерентне режектування перешкоди і подальше когерентне накопичення сигналів при ймовірності помилкової тривоги F вважається справедливим відоме співвідношення [26]:

$$D(q, \varphi) = F^{\frac{1}{1+q\mu(\varphi)}} = e^{\frac{\ln F}{1+q\mu(\varphi)}}.$$

Виграш в співвідношенні сигнал / перешкода буде:

$$\mu(\varphi) = W^{*T} R_c(\varphi) W / W^{*T} (R_n + \lambda I) W,$$

де W - вважається N -мірним вектором обробки системи, компоненти якого

$W_k = \sum_{l=0}^k g_{k-l} h_l e^{i(k-l)\psi}$; а N - об'ємом оброблюваної вибірки; g_{k-l} - ваговими коефіцієнтами

РФ; h_l і $(k-l)\psi$ - модулями і аргументами вагових коефіцієнтів накопичувача; $R_c(\varphi)$ і R_n - кореляційними матрицями сигналу і перешкоди відповідно; I - одиничною матрицею; λ - співвідношенням власний шум / пасивна перешкода на вході системи.

У доплерівському діапазоні $[-\pi, \pi]$ виділення сигналів досягається за допомогою його перекриття комплексом каналів накопичення, кількість яких, з огляду на виключення перехідного процесу в режекторних фільтрах порядку m як правило, надається перевага рівним $N-m$, а середнє значення і ширина смуги пропускання кожного з каналів визначаються відповідно за допомогою величин $\psi_j = 2\pi j/(N-m) - \pi$ і $\Delta\psi = 2\pi/(N-m)$. З огляду на аналогічне (2.1) усереднення в рамках смуги пропускання кожного з каналів і в цілому по каналах середня ймовірність складе

$$D(q) = \frac{1}{(N-m)\Delta\psi} \sum_{j=1}^{N-m} \int_{\psi_j - \Delta\psi/2}^{\psi_j + \Delta\psi/2} e^{\frac{\ln F}{1+q\mu_j(\phi)}} d\phi,$$

Середня ймовірність розраховується підстановкою в формулу виграшів $\mu_j(\phi)$, значень вагових коефіцієнтів режекторного фільтрів g_k , матриць $R_C(\phi)$ і R_Π , вагових коефіцієнтів накопичувача залежно від величини λ і номера каналу j .

Для систем, що здійснюють когерентне режектурування і подальше некогерентне накопичення, алгоритм виявлення можна описати квадратичною формою, яка призводить до вирішальної статистики

$$v = U^{*T} Q U \geq v_0,$$

де $U = \{U_j\}^T$ - вважається N -мірним вектором-стовпцем вхідних даних, а $Q = GG^T$ - матрицею оброблення системи виявлення, утвореної матрицею режекції G трикутної форми з компонентами $G_{jk} = g_{j-k}$ при $0 \leq j-k \leq m$ і $G_{jk} = 0$ при $j-k > m$ і $j-k < 0$, v_0 - пороговим рівнем виявлення.

Щоб визначити ймовірні характеристики системи виявлення потрібно знайти розподіл вирішальної статистики v , для чого скористаємося універсальною методикою аналізу на основі методу характеристичних функцій [27]. Визначити характеристичну функцію величини v при гауссовській спільній щільності ймовірності вектору U можна так:

$$\Theta_v(it) = \overline{\exp(itv)} = \det(I - 2itRQ)^{-1},$$

де R - вважається кореляційною матрицею вектору U .

Шукану щільність ймовірності статистики v знаходимо перетворенням Фу-

р'є даної характеристичної функції:

$$p(v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Theta_v(it) \exp(-itv) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-itv)}{\det(I - 2itRQ)} dt. \quad (2.2)$$

Щоб привести визначник $\det(I - 2itRQ)$ в підінтегральному вираженні до необхідного для інтеграції виду можна використовувати спосіб сліду і спосіб власних значень [27]. Спосіб сліду надає можливість внаслідок перетворення характеристичної функції визначити кумулянти розподілу $p(v)$, які є пропорційними величинам $\text{sp}(RQ)^s$, де символом sp позначається слід матриці, під яким мається на увазі сума діагональних компонентів матриці. Тепер шукану щільність ймовірності можна уявити як розкладання в ряд по ортогональних поліномам, наприклад, як ряд Еджворта. Коефіцієнти розкладання ряду Еджворта виражаються кумулянтами розподілу. При цьому процедура розрахунку вважається алгоритмічно однозначною, проте в принципі наближеною, приводячи до значних похибок при малих ймовірностях помилкової тривоги.

Щоб отримати точні розрахункові співвідношення слід використовувати спосіб власних значень, який дозволяє представити характеристичну функцію таким чином [27].

$$\Theta_v(it) = \prod_{j=1}^N (1 - 2it\alpha_j)^{-1}, \quad (2.3)$$

де α_j - вважається власними значеннями матриці RQ .

Інтегруванням в співвідношенні (2.2) із застосуванням способу відрахувань і з огляду на вираз (2.3) визначається щільність ймовірності $p(v)$, по якій можна визначити шукану ймовірність перевищення порогового рівня v_0 статистикою v :

$$P(v \geq v_0) = \int_{v_0}^{\infty} p(v) dv = \sum_{j=1}^L \exp\left(-\frac{v_0}{\alpha_j}\right) \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^N \left(1 - \frac{\alpha_k}{\alpha_j}\right)^{-1}, \quad (2.4)$$

де L - вважається числом різних позитивних власних значень матриці RQ .

Застосування в вираженні (2.4) власних значень матриці $RQ = (R_{\pi} + \lambda I)Q$ дозволить обчислити вірогідність помилкової тривоги F , а застосовуючи власні значення матриці $RQ = R_{\text{сп}}(\phi)Q = [qR_c(\phi) + R_{\pi} + \lambda I]Q$ можна визначити ймовірність точного виявлення $D(q, \phi)$. Визначити усереднену за величиною ϕ в доплерівському

інтервалі однозначності $[-\pi, \pi]$ ймовірність точного виявлення $D(q)$ можна відповісти до виразу (2.1).

Параметри режекторних фільтрів за ймовірнісним критерієм подібно роботі [24] визначимо залежно від кореляційної матриці перешкоди R_{π} , компоненти якої $R_{jk}^n = \rho_{jk}^n = \rho_{jk}$.

2.5. Процес оптимізації

Завданням оптимізації системи виявлення при заданому відношенні q_0 та фіксованій ймовірності F вважається визначення дійсного вектору $g = \{g_k\}^{m+1}$ згідно з критерієм

$$D(q, \rho_{jk}) \rightarrow \max_g |_{q=q_0}, \quad (2.5)$$

а при заданій ймовірності D_0 згідно з критерієм

$$q(D, \rho_{jk}) \rightarrow \min_g |_{D=D_0}, \quad (2.6)$$

які надають можливість встановлення зв'язку оптимального вектору g з параметрами перешкоди. Так як функціонали $D(\cdot)$ і $q(\cdot)$ в явному вигляді недифференціюємі і визначення оптимального вектору g за допомогою аналітичних методів неможливо, то слід використовувати методи нелінійного програмування [28]. Ітераційна процедура на k -тому етапі пошуку в разі застосування квазіньютонівського методу набуде вигляду

$$q^{(k)} = q^{(k-1)} - \nabla \Phi(g^{(k-1)}) \nabla^2 \Phi(g^{(k-1)}), \quad (2.7)$$

де ∇ - вважається оператором градієнта; а $\Phi(g^{(k-1)})$ - цільовою функцією, в якості якої мається на увазі функціонал $D(\cdot)$ і $q(\cdot)$.

У загальному випадку процедура (2.7) допомагає визначити локальні екстремуми (2.5) або (2.6). Щоб забезпечити відповідність завдання нелінійного програмування до головного екстремуму необхідно ввести обмеження на рівностоячі відліки $X_n = x_n i^{\theta_n}$ ($n = \overline{1, m+1}$) частотної характеристики режекторних фільтрів, вважаючи лінійної фазову характеристику θ_n , а амплітудно-частотну характеристику

(АЧХ) за межами смуги режекції монотонну. З огляду на симетрію АЧХ в діапазоні однозначності кількість l варійованих відліків буде дорівнювати $(m-1)/2$ для непарного m і $m/2$ для парного.

Застосування в якості незалежних змінних ітераційного процесу оптимізації l частотних відліків x_n надасть можливість, усунувши небажані деформації АЧХ РФ (властиві більшості локальних екстремумів), отримання унімодального характеру цільової функції і досягнення збіжності рішення до головного екстремуму. Критерій оптимізації вектору $x = \{x_n\}^l$ матиме вигляд

$$D(q, \rho_{jk}) \rightarrow \max_x |_{q=q_0}, \text{ або } q(D, \rho_{jk}) \rightarrow \min_x |_{D=D_0}, \quad (2.8)$$

а зворотним дискретним перетворенням Фур'є $m+1$ рівновіддалених відліків амплітудно-частотної характеристики режекторних фільтрів визначаються його вагові коефіцієнти.

$$g_k = \sum_{j=0}^m x_j e^{i\theta_j} e^{i2\pi jk/(m+1)}.$$

Рішенням задачі оптимізації (2.8) внаслідок використання до вектору x аналогічної (2.7) процедури надається можливість встановлення відповідності між параметрами перешкоди і оптимальним вектором g . Грунтуючись на даних залежностях можна розрахувати сукупність значень вектору g . При адаптації системи виявлення встановлюються оцінки коефіцієнтів кореляції ρ_{jk} , що використовуються з метою класифікації обстановки перешкод за допомогою їх ідентифікації в апріорном просторі характеристик перешкод з подальшим вибором розрахованого попередньо оптимального вектору g .

2.6. Числові підсумки оптимізації

Розглянемо підсумки оптимізації системи, що здійснює когерентне режектування і подальше некогерентне накопичення за імовірнісним критерієм і проведемо їх порівняння з аналогічними результатами, відповідними оптимізації режекторних фільтрів згідно енергетичного критерію. Припускаємо, що сигнал

флуктує разом ($\rho_{jk}^c = 1$), оминає коефіцієнти кореляції перешкоди аппроксимируючої гауссовської кривої $\rho_{jk} = \exp\{-[\pi(j-k)\beta]^2/2,8\}$ при встановленій ширині спектра $\beta = \Delta f T = 0,05$, $N = 10$, $\lambda = 10^{-4}$ дБ, $F = 10^{-3}$ і $D_0 = 0,8$. При розрахунках варіювався порядок режекторних фільтрів m , який пов'язаний з порядком накопичувача при $N = \text{const}$.

Числові підсумки показали, що для систем з режекторними фільтрами малого порядку ($m=2;3$) співвідносні критерії оптимізації призводять до схожих значень вагових коефіцієнтів режекторних фільтрів, а результуюча ефективність систем вважається майже рівноцінною, що свідчить про правомірність застосування енергетичного критерія оптимізації в даному випадку [24]. Втім, у разі збільшення порядку режекторних фільтрів ($m \geq 4$) з'являються додаткові рівні для вільного формування АЧХ режекторних фільтрів, що надають можливість оптимізації його коефіцієнтів за імовірнісним критерієм і призводять до важливих відмінностей їх величин і підсумкової ефективності.

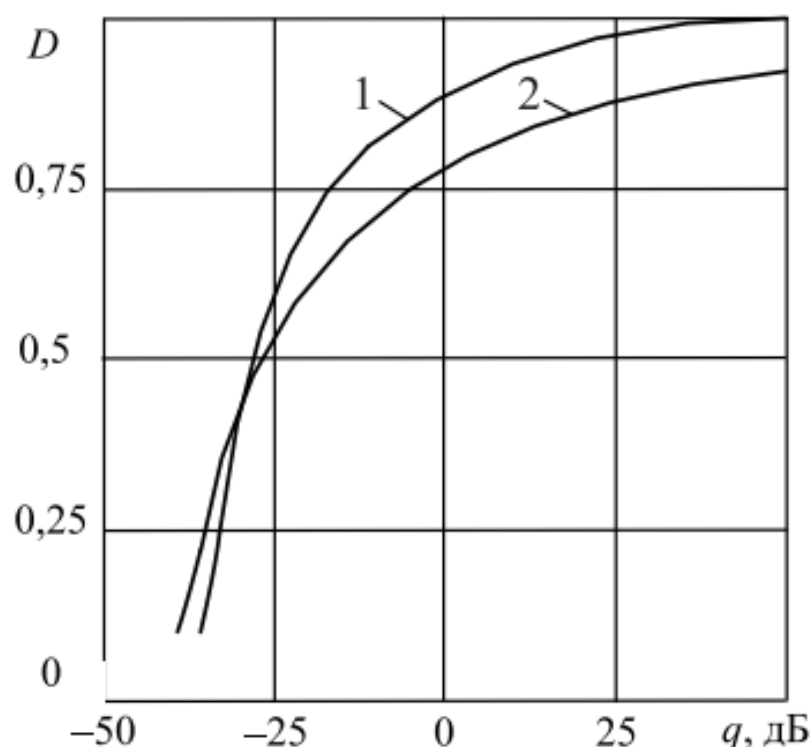


Рисунок 2.5. Характеристики виявлення системи

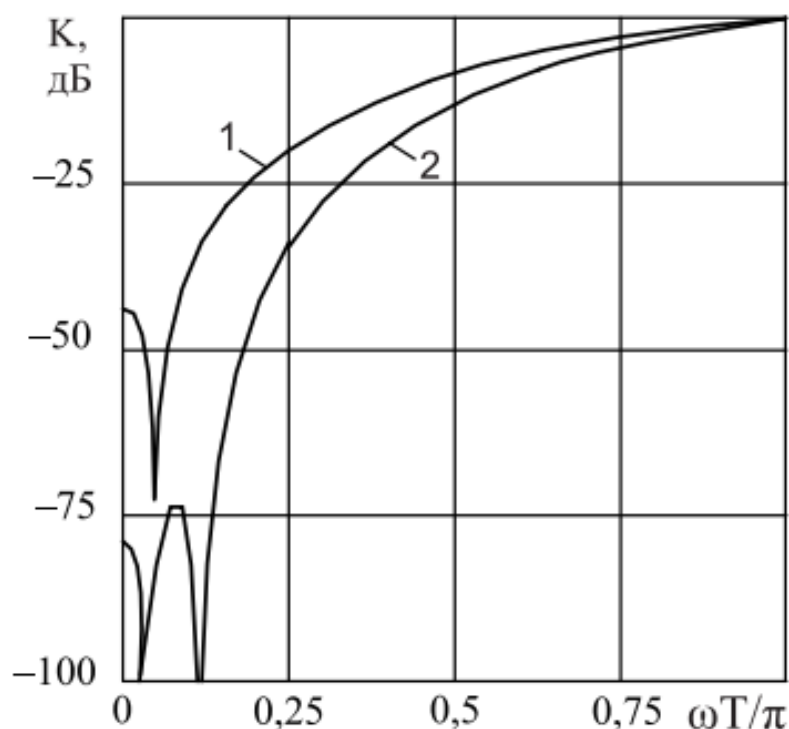


Рисунок 2.6. АЧХ режекторних фільтрів

У табл. 2.1 зведені значення коефіцієнтів g_k для $m=4$ і 5. Характеристики виявлення системи, які відповідають оптимізації по 2-м критеріям, і АЧХ режекторних фільтрів, що вважаються дискретним перетворенням Фур'є внесених в табл. 1 коефіцієнтів g_k , при $m=4$ показані на рис. 2.5 і 2.6 відповідно (імовірнісному критерію відповідають криві 1, а енергетичному - криві 2). Можна побачити, що виграш в пороговому співвідношенні сигнал / перешкода q в результаті оптимізації параметрів режекторних фільтрів згідно з критерієм (8) при $D=0,8$ складе 14 дБ (для $m=5$ —24 дБ).

Таблиця 2.1

Вагові коефіцієнти режекторних фільтрів

		g_k	
m	k	енергетичний критерій	імовірнісний критерій
4	0; 4	1	1
	1; 3	-3, 89698	-17, 37016
	2	5, 79484	32, 32044
5	0; 5	± 1	± 1
	1; 4	$\mp 4, 82924$	$\pm 3, 23276$
	2; 3	$\pm 9, 49212$	$\mp 13, 93103$

Дані виграші можна пояснити особливостями АЧХ режекторних фільтрів. При використанні енергетичного критерію можна досягти граничного придушення корельованого компонента перешкоди, рівня залишків якої на виході режекторних фільтрів при аналізованих параметрах m і λ виявиться істотно нижче рівня некорельованого компонента. Звуження смуги пропускання амплітудно-частотних характеристик, яке при цьому спостерігається, призводить до втрат в ефективності виділення доплерівських сигналів і, отже, в пороговому співвідношенні q . Підбір вагових коефіцієнтів відповідно до імовірнісного критерія сприяє пригніченню корельованого компонента перешкоди до рівня некорельованого шуму при гранично можливій ширині смуги пропускання доплерівських частот, що визначає підсумкові виграші в пороговому співвідношенні сигнал / перешкода.

Збільшення порядку режекторних фільтрів дозволяє підвищити можливість формування амплітудно-частотних характеристик, але в той же час призводить до зменшення порядку накопичувача і його внеску в збільшення ефективності системи. Є оптимальне співвідношення між порядками режекторних фільтрів і накопичувача, при якому можлива реалізація граничної ефективності системи, що при апріорній невизначеності передбачає спільно з адаптацією параметрів режекторних фільтрів перебудови структури системи в цілому. Значення $m_{\text{опт}}$ знаходяться в залежності від величини λ . Наприклад, для аналізованих параметрів і $\lambda=10^{-6}$ — $m_{\text{опт}}=6$, а для $\lambda=10^{-8}$ — $m_{\text{опт}}=7$.

2.7. Висновок до розділу 2

Таким чином, для досягнення максимального ефекту від багаточастотної радіолокації необхідно забезпечити статистичну незалежність сигналів з різними несучими частотами, що визначається відповідним розладом несучих частот. При цьому обробка відбитого багаточастотного сигналу полягає в роздільній обробці кожної його частотної складової з подальшим можливим об'єднанням частотних каналів і порівнянням з порогом виявлення. Крім того, багаточастотні сигнали є

одним з варіантів, що дозволяють вирішити проблему спільного однозначного виміру дальності і радіальної швидкості.

РОЗДІЛ 3

СИНТЕЗ ДЕТЕКТОР-ВИМІРЮВАЧІВ БАГАТОЧАСТОТНОГО НАБОРУ

3.1 Статистичний опис багаточастотних сигналів

У багаточастотном радіолокаторі на вхід кожного з L частотних каналів приймача надходить корисний сигнал, відбитий від рухомої цілі і представляє собою когерентну пачку радіоімпульсів, що утворюють з внутрішнім шумом приймача адитивну суміш. Відзначимо, що застосування цифрової когерентної обробки на відеочастоті в двох квадратурі в багаточастотном детектор-вимірнику призводить до установки в кожному частотному каналі квадратурних фазових детекторів і аналого-цифрових перетворювачів для здійснення дискретизації за часом і багаторівневим квантуванням по амплітуді. Тоді для кожної з частотних компонент в двох квадратурних каналах отримуємо послідовність N цифрових кодів комплексних огибають $U_j^{(l)} = x_j^{(l)} + iy_j^{(l)}$, які прямують через період повторення T і утворюють сукупність векторів $\{U_l\} = \{U_1, \dots, U_L\}$, де вектор стовпець $U_l = \{U_j^{(l)}\}^T$, $j = \overline{1, N}$, $l = \overline{1, L}$.

Вважаючи, що корисний сигнал, відбитий від цілі, що є множинними відбивачами, і шум є гаусовськими випадковими процесами, спільний розподіл величин на виході l -го частотного каналу внутрішньоперіодної системи обробки можна представити у вигляді:

$$\begin{aligned} P_{\text{сш}}(U_l) &= (2\pi)^{-N} \det R_l \exp \left\{ -\frac{1}{2} U_l^T W_l U_l \right\} = \\ &= (2\pi)^{-N} \det R_l \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{j,k=1}^N W_{jk}^{(l)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \right\}, \end{aligned} \quad (3.1)$$

де $R_l = \overline{U_l U_l^T} / 2$ - кореляційна матриця l -ої приватної складової багаточастотного сигналу, W_l - матриця, зворотна відповідній кореляційній матриці R_l з елементами:

$$R_{jk}^{(l)} = \sigma_{\text{сш}}^2 \rho_l(j, k) e^{i\phi_l(j-k)} + \sigma_{\text{ш}}^2 \delta_{jk}, \quad (3.2)$$

де $\sigma_{\text{сш}}^2$ - дисперсія сигналу на виході системи внутрішньоперіодної обробки

1-го частотного каналу; $\rho_l(j,k)$ - коефіцієнти міжперіодної кореляції сигналу; $\varphi_l = 2\pi F_{dl}T$ - зсув фази сигналу за період повторення T в 1-му частотному каналі, обумовлений доплерівським зсувом несучої частоти на величину F_{dl} ; причому $\varphi_l = r_l \varphi_1$, де $r_l = f_l/f_1 < 1$ - відношення несучих частот 1-го і 1-го частотних каналів; $\sigma_{ш}^2$ - дисперсія внутрішнього шуму на виході системи внутрішньоперіодної обробки; δ_{jk} - символ Кронекера.

Для подальшого розгляду перейдемо до нормованих по відношенню до дисперсії шуму $\sigma_{ш}^2$ величин і введемо відношення сигнал /шум $q_l = \sigma_{cl}^2 / \sigma_{ш}^2$ для 1-го частотного каналу. Зберігаючи для одержання величин позначення $R_{jk}^{(l)}$ отримаємо:

$$R_{jk}^{(l)} = q_l \rho_l(j,k) e^{i \varphi_l(j-k)} + \delta_{jk}. \quad (3.3)$$

Коефіцієнти міжперіодної кореляції сигналу $\rho_l(j,k)$ визначаються спектральною щільністю $S_l(f)$ і для 1-ої приватної складової багаточастотного сигналу можуть бути записані у вигляді:

$$\rho_l(j,k) = \frac{\int_0^\infty S_l(f) \cos[2\pi(f - f_0^{(l)})(j-k)T] df}{\int_0^\infty S_l(f) df}. \quad (3.4)$$

Спектральна щільність флуктуацій сигналів, відбитих від літаків, як встановлено експериментально, апроксимується резонансною кривою. Тоді вираз, що визначає спектральну щільність для 1-ої приватної складової багаточастотного сигналу, має вигляд:

$$S_l(f) = \left[1 + 2 \left(\frac{f - f_0^{(l)}}{\Delta f_l} \right)^2 \right]^{-1}, \quad (3.5)$$

де $\Delta f_l = r_l \Delta f_1$ - ширина спектра на рівні 0,5 для 1-го частотного каналу.

Обчислюючи вираз (3.4) з урахуванням виразу (3.5), знаходимо коефіцієнти міжперіодної кореляції багаточастотного сигналу, які мають вигляд:

$$\rho_l(j,k) = \exp\{-\pi \Delta f_l T |j-k|\} = \rho_l^{|j-k|}. \quad (3.6)$$

При використанні багаточастотного зондуємого сигналу необхідно забезпечити статистичну незалежність частотних складових, що відповідають різним несучим частотам для максимального ослаблення флуктуацій відбитого від цілі сиг-

налу. Умовою такої статистичної незалежності є рознос несучих частот f_l , мінімальна величина якого визначається відповідно до виразу:

$$\Delta f = f_l - f_{l+1} \geq \frac{c}{l_{\text{цр}}} = \frac{300}{l_{\text{цр}}} \text{ МГц}, \quad (3.7)$$

де $l_{\text{цр}}$ - радіальна протяжність цілі, м.

Спільна щільність ймовірності сукупності векторів $\{\mathbf{U}_l\}$ за умови статистичної незалежності частотних складових багаточастотного сигналу дорівнює добутку спільних щільностей ймовірності окремих векторів \mathbf{U}_l і має вигляд [8]:

$$\begin{aligned} P_{\text{сш}}(\{\mathbf{U}_l\}) &= \prod_{l=1}^L P_{\text{сш}}(\mathbf{U}_l) = (2\pi)^{-NL} \left(\prod_{l=1}^L \det \mathbf{R}_l \right)^{-1} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^T \mathbf{W}_l \mathbf{U}_l \right\} = \\ &= (2\pi)^{-NL} \left(\prod_{l=1}^L \det \mathbf{R}_l \right)^{-1} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \sum_{j,k=1}^N W_{jk}^{(l)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \right\}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

За умови наявності одного шуму ($q_{\text{сш}}^2=0$) матриці $\mathbf{R}_l = \mathbf{R}^{\text{ш}} = \mathbf{I}$ і $\mathbf{W}_l = \mathbf{W}^{\text{ш}} = \mathbf{I}$, де \mathbf{I} - одинична матриця з елементами $I_{jk} = \delta_{jk}$. Тоді спільна щільність ймовірності сукупності векторів $\{\mathbf{U}_l\}$ при відсутності сигналу може бути представлена у вигляді:

$$\begin{aligned} P_{\text{ш}}(\{\mathbf{U}_l\}) &= \prod_{l=1}^L P_{\text{ш}}(\mathbf{U}_l) = (2\pi)^{-NL} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^T \mathbf{U}_l \right\} = \\ &= (2\pi)^{-NL} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^N |U_j^{(l)}|^2 \right\}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Отримані вирази (3.8) і (3.9) дозволяють використовувати метод статистичного синтезу для визначення оптимальних алгоритмів обробки багаточастотних сигналів і відповідних їм структурних схем детекторів багаточастотних сигналів.

3.2 Оптимальні детектори багаточастотних сигналів

Використавши метод статистичного синтезу, розглянемо оптимальні алгоритми виявлення багаточастотних сигналів на тлі білого шуму. Оптимальна обробка відповідно до статистичної теорії виявлення заснована [9] на обчисленні відношення правдоподібності:

$$\Lambda(\{\mathbf{U}_l\}) = \frac{P_{\text{сш}}(\{\mathbf{U}_l\})}{P_{\text{ш}}(\{\mathbf{U}_l\})}.$$

Правило рішень має вигляд:

якщо $\Lambda(\{\mathbf{U}_l\}) \geq \Lambda_0$, то приймається рішення про наявність сигналу;

якщо $\Lambda(\{\mathbf{U}_l\}) \leq \Lambda_0$, то приймається рішення про відсутність сигналу.

Величина порога Λ_0 , виходячи з критерію Неймана-Пірсона, вибирається з умови забезпечення заданої ймовірності помилкової тривоги.

Вважаючи, що кореляційні властивості багаточастотного сигналу відомі і також відомо доплерівське зміщення частоти (радіальна швидкість цілі) для кожного частотного каналу, обчислюємо відношення правдоподібності з використанням щільності ймовірності для суми сигналу і шуму (3.8) і для одного шуму (3.9). Тоді відношення правдоподібності має вигляд:

$$\begin{aligned} \Lambda(\{\mathbf{U}_l\}) &= C_0 \exp \left\{ \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^T \mathbf{Q}_l \mathbf{U}_l \right\} = \\ &= \left(\prod_{l=1}^L C_l \right) \exp \left\{ \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \sum_{j,k=1}^N \mathcal{Q}_{jk}^{(l)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \right\} \geq u_0, \end{aligned} \quad (3.10)$$

де $C_l = (\det \mathbf{R}_l)^{-1}$; \mathbf{Q}_l - матриця обробки для l -го частотного каналу, елементи якої визначаються як $\mathcal{Q}_{jk}^{(l)} = \delta_{jk} - W_{jk}^{(l)}$.

З виразу (3.10) випливає, що для виявлення багаточастотного сигналу досить порівняти з пороговим рівнем величину в показнику експоненти вираження (3.10). Тоді оптимальний алгоритм обробки багаточастотного сигналу [8]:

$$u = \sum_{l=1}^L u_l = \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^T \mathbf{Q}_l \mathbf{U}_l = \sum_{l=1}^L \sum_{j,k=1}^N \mathcal{Q}_{jk}^{(l)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \geq u_0. \quad (3.11)$$

Алгоритм на основі виразу (3.11) визначає структуру оптимального детектора багаточастотних сигналів, відповідно до якої необхідно в кожному частотному каналі здійснювати вагове підсумовування всіх по-парних добутків вхідних величин $U_j^{(l)}$ з подальшим підсумовуванням результатів обробки всіх частотних каналів. Причому вагові коефіцієнти залежать від кореляційних властивостей сигналу і доплерівського зсуву частоти. У загальному випадку технічна реалізація такої оптимальної системи викликає ряд суттєвих ускладнень. Це пов'язано з тим, що необхідно заздалегідь знати статистичні властивості реальних цілей, які можна оцінити з певною мірою достовірності. Відсутність інформації про значення доп-

плерівських зрушень фаз φ_1 (радіальної швидкості цілі) призводить до багатоканального принципу побудови оптимального детектора.

Структурна схема, що реалізує оптимальний алгоритм (3.11) обробки багаточастотного сигналу за умови відомих значень доплерівських зрушень фаз φ_1 сигналу, представлена на рис. 3.1, де ПБ - пороговий блок. В цьому випадку, в кожному частотному каналі на основі надходять вхідних відліків $U_j^{(l)}$ згідно з алгоритмом (3.11) обчислюються значення u_l . При цьому об'єднання результатів обробки в частотних каналах проводиться на основі лінійного підсумовування.

Отримана в результаті статистичного синтезу оптимальна система обробки багаточастотного сигналу має при заданих умовах граничні можливості виявлення відбитих сигналів. Дана межа якості системи дозволяє визначити доцільність поліпшення існуючих систем. Необхідно відзначити, що реалізація алгоритму (3.11) викликає як технічні проблеми, пов'язані з великим обсягом обчислень, так і труднощі визначення в реальних умовах вагових коефіцієнтів в алгоритмі обробки.

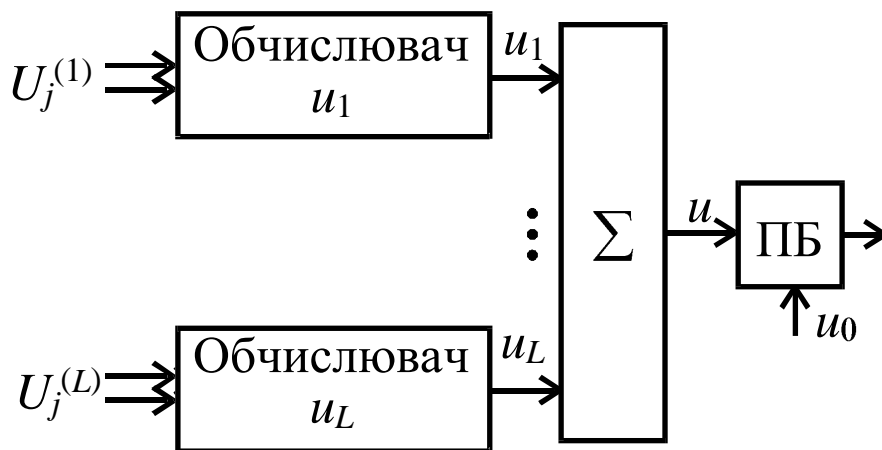


Рисунок 3.1. Структурна схема детектора обробки багаточастотного сигналу

Реально відсутність інформації про значення доплерівських зрушень фаз φ_1 (радіальної швидкості цілі) призводить до багатоканального принципу побудови оптимального детектора в кожному частотному каналі. При цьому число доплерівських каналів M в кожному частотному каналі при рівномірному законі розподілу ймовірностей величин φ_1 звичайно дорівнює числу імпульсів в пачці: $M = N$.

Тоді доплерівський інтервал однозначності величини φ_1 $[-\pi, \pi]$ розбивається на N доплерівських каналів, кожен з яких налаштований на величину $\psi_m^{(L)} = \psi_m = -\pi + \Delta\psi(M-1)$, $m = \overline{1, N}$, де $\Delta\psi = 2\pi / N$ - інтервал невизначеності величини φ_1 . Тоді відношення правдоподібності для одного доплерівського каналу в l -му частотному каналі має вигляд:

$$\Lambda(\psi_m) = C_l \exp \left\{ \frac{1}{2} \sum_{j,k=1}^N Q_{jk}^{(ml)} U_j^{(l)} * U_k^{(l)} \right\}. \quad (3.12)$$

Оскільки відбитий від рухомої цілі сигнал потрапляє в різні доплерівські канали кожного з частотних каналів, об'єднання останніх за допомогою лінійного підсумовування не представляється можливим, що призводить до необхідності роздільного виявлення в кожному частотному каналі. При цьому для виявлення сигналу в кожному частотному каналі, враховуючи монотонність функції (3.12), досить порівняти з пороговим рівнем величину в показнику експоненти. Тоді алгоритм оптимального виявлення багаточастотного сигналу для l -го частотного каналу має вигляд:

$$u_m^{(l)} = \sum_{j,k=1}^N Q_{jk}^{(ml)} U_j^{(l)} * U_k^{(l)} \geq u_{0m}, \quad m = \overline{1, N}, \quad l = \overline{1, L}. \quad (3.13)$$

Структурна схема оптимального багатоканального детектора багаточастотних сигналів на основі алгоритму (3.13) для одного частотного каналу приведена на рис. 3.2. При цьому кожен частотний канал містить N доплерівських каналів, в кожному з яких на основі надходять вхідних відліків $U_j^{(l)}$ згідно з алгоритмом (3.13) виробляються обчислення значень $u_m^{(l)}$, А в кожному частотному каналі здійснюється роздільне виявлення відбитого від цілі сигналу.

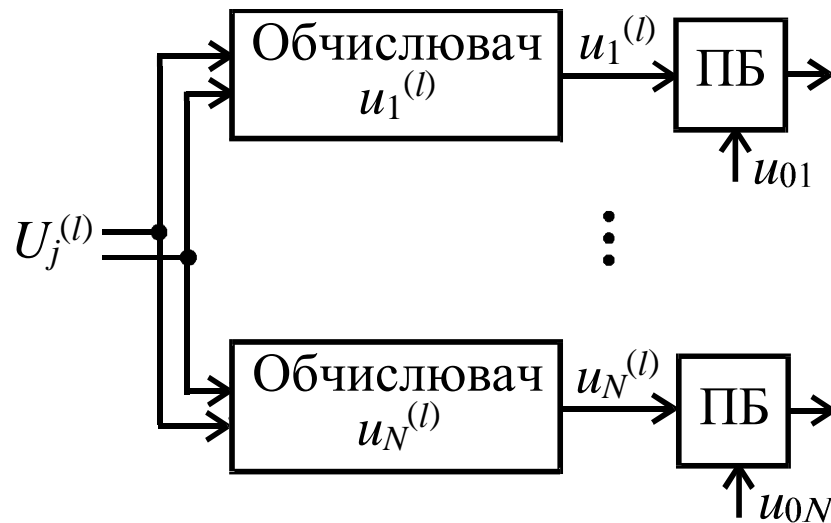


Рисунок 3.2. Структурна схема багатоканального детектора багаточастотних сигналів

Вагові коефіцієнти (елементи матриць обробки $\mathcal{Q}_{jk}^{(l)}$) Залежать від кореляційних властивостей сигналу. Для випадку повільних або спільних флуктуацій сигналу, відповідних $r_l = 1$, можна показати [10], що елементи матриць обробки в алгоритмі оптимальної обробки багаточастотного сигналу на основі виразу (3.11) з точністю до постійного множника мають вигляд $\mathcal{Q}_{jk}^{(l)} = \exp(i(j-k)\varphi_l)$.

Тоді оптимальний алгоритм обробки багаточастотного сигналу для випадку повільних флуктуацій в 1-му частотному каналі набирає вигляду [10]:

$$u_l = |X_l|^2 = \left| \sum_{j=2}^N e^{-ij\varphi_l} U_j^{(l)} \right|^2.$$

Основою даного алгоритму є когерентне накопичення вхідних відліків $U_j^{(l)}$. Реалізація такого алгоритму обробки також передбачає N-канальну побудову в кожному частотному каналі, що призводить до необхідності проводити роздільне виявлення, порівнюючи з пороговим рівнем величини

$$u_m^{(l)} = |X_m^{(l)}|^2, \quad l = \overline{1, L}, \quad m = \overline{1, N}.$$

Використання властивостей багаточастотних сигналів при роздільній обробці сигналів, що відповідають різним несучим частотам, дозволяє здійснювати в багатоканальному пристрої обробки (рис. 3.2) однозначний вимір доплерівської

частоти сигналу. У когерентно-імпульсних РЛС, що працюють в режимі високої шпаруватості, інтервал однозначного виміру доплерівської частоти сигналу ($\pm 1/2T$) виявляється істотно менше доплерівської частоти відбитого сигналу. При використанні багаточастотного зондуєчого сигналу для розширення інтервалу однозначно вимірюваних радіальних швидкостей використовуємо різницеву доплерівську частоту:

$$F_{\text{др}} = 2v_r(f_l - f_{l+1})/c = 2v_r f_p / c .$$

Рознос несучих частот f_p вибирається з урахуванням однозначного виміру максимально можливої радіальної швидкості цілі $v_{r\text{max}}$:

$$\Delta f \leq c/4v_{r\text{max}}T .$$

При цьому рознос несучих частот виявляється достатнім для забезпечення статистичної незалежності відбитих сигналів, що відповідають різним несучим частотам.

Однозначне вимірювання радіальної швидкості в даній системі здійснюється при виявленні в двох суміжних частотних каналах. Тоді різницеве допетровське зрушення фази визначається за номерами відповідних доплерівських каналів [9]:

$$\Delta\varphi = (m_l - m_{l+1})\Delta\psi = 2\pi F_{\text{др}} T , \quad v_r = c\Delta\varphi/4\pi\Delta f T .$$

Таким чином, на основі методу статистичного синтезу отримано оптимальний алгоритм обробки багаточастотного сигналу для двох випадків - відомих і невідомих доплерівських зрушень фаз φ_l . Синтезований алгоритм в окремому випадку для спільних флуктуацій наводиться до відомого виду на основі когерентного накопичення відліків, що надходять. У багатоканальному варіанті спільна обробка багаточастотного сигналу дозволяє здійснювати однозначний вимір у всьому діапазоні реальних радіальних швидкостей цілі.

3.3. Квазіоптимальні детектори-вимірювачі багаточастотних сигналів

У попередньому розділі розглянуто синтез оптимальних систем міжперіод-

ної обробки багаточастотних сигналів, які дозволяють визначити теоретичну межу ефективності виявлення багаточастотних сигналів. При розгляді реальних ситуацій такі системи в силу виникаючих принципових труднощів не реалізуються. Тому необхідно розглянути питання синтезу квазіоптимальних систем міжперіодної обробки багаточастотних сигналів, які дозволять технічно реалізувати переваги багаточастотних сигналів в питанні підвищення ефективності виявлення та усунення проблеми спільного однозначного виміру дальності і радіальної швидкості цілі в порівнянні з одночастотними сигналами.

При синтезі квазіоптимальних алгоритмів обробки багаточастотних сигналів вважаємо, що $q_l \gg 1$. При цьому елементи ермітових кореляційних матриць R_l з урахуванням (3.6) мають вигляд:

$$R_{jk}^{(l)} = q_l \rho_l^{|j-k|} e^{i\phi_l(j-k)} . \quad (3.14)$$

Тоді з урахуванням виразу (3.14) можна знайти зворотні кореляційні матриці W_l , які при введеному обмеженні є стрічково-діагональними матрицями з елементами:

$$\begin{aligned} W_{11}^{(l)} = W_{NN}^{(l)} = 1, W_{jj}^{(l)} &= (1 + \rho_l^2) / q_l (1 - \rho_l^2), j = \overline{2, N-1}, \\ W_{j-1,j}^{(l)} &= -\rho_l e^{-i\phi_l} / q_l (1 - \rho_l^2), W_{j,j-1}^{(l)} = -\rho_l e^{i\phi_l} / q_l (1 - \rho_l^2), j = \overline{2, N}. \end{aligned} \quad (3.15)$$

З урахуванням отриманих елементів матриць W_l можна визначити елементи матриць обробки Q_l , які визначають конкретний вид відповідного алгоритму виявлення багаточастотного сигналу. З огляду на вираження (3.15), встановлюємо, що матриці обробки Q_l також є стрічково-діагональними матрицями з елементами:

$$\begin{aligned} Q_{11}^{(l)} = Q_{NN}^{(l)} &= 1 - 1/q_l (1 - \rho_l^2), Q_{jj}^{(l)} = 1 - (1 + \rho_l^2) / q_l (1 - \rho_l^2), j = \overline{2, N-1}, \\ Q_{j-1,j}^{(l)} &= \rho_l e^{-i\phi_l} / q_l (1 - \rho_l^2), Q_{j,j-1}^{(l)} = \rho_l e^{i\phi_l} / q_l (1 - \rho_l^2), j = \overline{2, N}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Отримані вирази визначають вагові коефіцієнти в оптимальному алгоритмі обробки багаточастотного сигналу на основі виразу (3.11). Підставляючи отримані елементи матриць обробки Q_l і не враховуючи крайові ефекти при $j=1$ і N , вираз (3.11) представляємо у вигляді [8]:

$$\Lambda(\Phi_l) = \left(\prod_{l=1}^L C_l \right) \exp \left\{ \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \left[C_{1l} \sum_{j=1}^N |U_j^{(l)}|^2 + C_{2l} \left(e^{-i\phi_l} \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)*} U_j^{(l)} + e^{i\phi_l} \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)} U_j^{(l)*} \right) \right] \right\}, \quad (3.17)$$

$$\text{де } C_{1l} = 1 - \frac{1 + \rho_l^2}{q_l(1 - \rho_l^2)}; \quad C_{2l} = \frac{\rho_l}{q_l(1 - \rho_l^2)}.$$

З виразу (3.17) випливає, що для виявлення багаточастотних сигналів досить порівняти з пороговим рівнем величину:

$$u = \sum_{l=1}^L u_l = \sum_{l=1}^L [K_{1l} C_{1l} + C_{2l} K_{2l}] u_0, \quad (3.18)$$

$$\text{де } K_{1l} = \sum_{j=1}^N |U_j^{(l)}|^2; \quad K_{2l} = e^{-i\phi_l} \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)*} U_j^{(l)} + e^{i\phi_l} \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)} U_j^{(l)*}.$$

Алгоритм (3.18) виявлення багаточастотних сигналів являє собою зважену суму двох типів алгоритмів міжперіодної обробки. Основою першого доданка є некогерентне накопичення, що відповідає центральній діагоналі квадратичної форми. Другий доданок відповідає накопиченню мультиплікацій з номерами діагоналей квадратичної форми, рівними $|j - k| = 1$. Оскільки накопичення імпульсів когерентної пачки для кожного частотного каналу здійснюється з урахуванням значення доплерівського зсуву фази ϕ_l , то в синтезованому пристрої є можливість виміру радіальної швидкості цілі.

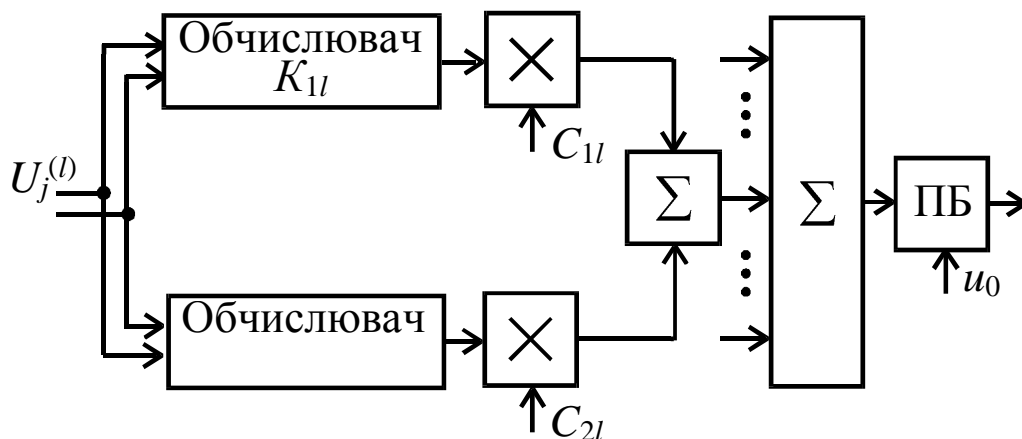


Рисунок 3.3. Структурна схема детектора, що реалізує алгоритм міжперіодної обробки

Структурна схема, яка реалізує алгоритм міжперіодної обробки (3.18) багаточастотних сигналів, при будь-яких значеннях коефіцієнтів міжперіодної кореляції сигналу представлена на рис. 3.3. Внесок кожного алгоритму обробки K_{1l} і K_{2l} визначається ваговими коефіцієнтами C_{1l} і C_{2l} , які залежать від кореляційних властивостей відбитого багаточастотного сигналу. Розглянемо крайні випадки швидкості флуктуацій сигналу.

3.3.1. Детектор на основі некогерентного накопичення. У разі швидко флюктуруючого сигналу коефіцієнти міжперіодної кореляції $\rho_l \rightarrow 0$, так як $q_l \gg 1$, вагові коефіцієнти в (3.17) також $C_{1l} \rightarrow 1$, $C_{2l} \rightarrow 0$. Тоді вираз (3.17) можна представити у вигляді:

$$\Lambda = \left(\prod_{l=1}^L C_l \right) \exp \left\{ \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^N |U_j^{(l)}|^2 \right\},$$

що відповідає вирішальною статистикою:

$$u = \sum_{l=1}^L u_l = \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^T \mathbf{Q}_l \mathbf{U}_l = \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^N |U_j^{(l)}|^2 \geq u_0, \quad (3.19)$$

де $\mathbf{Q}_l = \mathbf{I}$ матриці обробки для всіх частотних каналів.

Алгоритм (3.19) обробки багаточастотного сигналу реалізує підсумовування результатів некогерентного накопичення вхідних відліків в кожному частотному каналі. Таким чином, в окремому випадку при $\rho_l \rightarrow 0$ (швидко флюктуруючий сигнал) синтезований квазіоптимальний алгоритм обробки (3.18) багаточастотного сигналу зводиться до раніше відомим алгоритмом обробки багаточастотного сигналу [3].

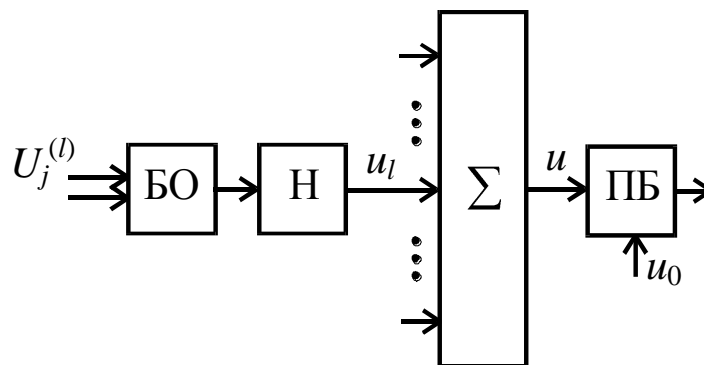


Рисунок 3.4. Структурна схема детектора, що реалізує алгоритм міжперіодної обробки

Структурна схема, яка реалізує алгоритм міжперіодної обробки (3.19) багаточастотного сигналу, представлена на рис. 3.4, де БО - блок об'єднання, який обчислює суму квадратів проекцій вхідних відліків $U_j^{(l)}$, а при аналоговій обробці блок об'єднання - це амплітудний детектор; Н - міжперіодний накопичувач, який може бути реалізований за двома схемами [9]: при невідомому початку пачки - це ковзний суматор, а при дискретному скануванні антенного променя накопичення можна здійснювати за допомогою одного блоку затримки на період повторення імпульсів в комутованому ланцюзі зворотного зв'язку.

3.3.2. Когерентний детектор багаточастотних сигналів. Виключенню першого доданка в алгоритмі (3.17) відповідає умова $C_{11} \leq 0$, при якому коефіцієнти міжперіодної кореляції сигналу $\rho_l \geq \sqrt{(q_l - 1)/(q_l + 1)}$, що з урахуванням $q_l \gg 1$ призводить до $\rho_l \rightarrow 1$, тобто до випадку повільно флюктуруючого сигналу, що має місце на практиці, оскільки реально $\Delta f_1 T < 0,01$. Вважаючи, що випромінююча потужність між частотними каналами розподілена рівномірно, тобто $q_l = q$, а також, з огляду на те, що $\rho_l = \rho$, вираз (3.17) можна представити у вигляді [8]:

$$\Lambda(\varphi_l) = \prod_{l=1}^L \Lambda(\varphi_l) = C^L \exp \left\{ \frac{1}{2} C_2 \sum_{l=1}^L \left(e^{-i\varphi_l} X_l + e^{i\varphi_l} X_l^* \right) \right\}, \quad (3.20)$$

$$\text{де коефіцієнти - } C = (\det \mathbf{R}_l)^{-1}, \quad C_2 = \frac{\rho}{q(1-\rho^2)}, \quad X_l = \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)*} U_j^{(l)}, \quad X_l^* = \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)} U_j^{(l)*}.$$

З виразу (3.20) випливає, що для виявлення відбитого багаточастотного сигналу досить порівняти з пороговим рівнем величину:

$$\begin{aligned} u &= \sum_{l=1}^L u_l = \sum_{l=1}^L \left(e^{-i\varphi_l} X_l + e^{i\varphi_l} X_l^* \right) \\ &= \sum_{l=1}^L \left(\cos \varphi_l \operatorname{Re} X_l + \sin \varphi_l \operatorname{Im} X_l \right) \gtrless u_0. \end{aligned} \quad (3.21)$$

У синтезований алгоритм міжперіодної обробки багаточастотного сигналу входять доплерівські зрушення фаз φ_l , які обумовлені відображенням сигналу від рухомої цілі. Оскільки в реальних ситуаціях радіальна швидкість цілі невідома, то подальший вид алгоритму обробки багаточастотного сигналу залежить від спосо-

бу подолання апіорної невизначеності, що виникає за рахунок відсутності даних про значеннях φ_l .

Традиційним способом подолання апіорної невизначеності є побудова багатоканальних систем [6]. Так як доплерівські зрушення фаз φ_l вимірюються в інтервалі $[0, 2\pi]$, ширина смуги пропускання кожного доплерівського каналу $\Delta\psi_l = \Delta\psi = 2\pi/N$. При цьому величина $\Delta\psi$ і, таким чином, число доплерівських каналів залежать від необхідної точності вимірювання радіальної швидкості цілі і можуть визначатися величиною міжканальних втрат в ефективності. Кожен доплерівський канал налаштований на величину $\psi_m^{(l)} = \psi_m = (m-1)\Delta\psi$, $m = \overline{1, N}$. При цьому невизначеність величин φ_l обмежується шириною смуги пропускання $\Delta\psi$ кожного доплерівського каналу. Вважаючи рівномірний розподіл величин φ_l в інтервалі $\Delta\psi$:

$$w(\varphi_l) = \begin{cases} 1/\Delta\psi, & \psi_m - \Delta\psi/2 \leq \varphi_l \leq \psi_m + \Delta\psi/2, \\ 0, & \varphi_l < \psi_m - \Delta\psi/2, \quad \varphi_l > \psi_m + \Delta\psi/2, \end{cases}$$

проводимо відповідне усереднення, що дозволить усунути невизначеність величини φ_l в інтервалі $\Delta\psi$. Тоді алгоритм обробки для l -го частотного каналу має вигляд:

$$\begin{aligned} u_m^{(l)} &= \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_m - \Delta\psi/2}^{\psi_m + \Delta\psi/2} u_l d\varphi_l = \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_m - \Delta\psi/2}^{\psi_m + \Delta\psi/2} \left(e^{-i\varphi_l} X_l + e^{i\varphi_l} X_l^* \right) d\varphi_l = \\ &= h_m \cos(\Delta\psi) \operatorname{Re} X_l + h_m \sin(\Delta\psi) \operatorname{Im} X_l, \end{aligned}$$

де $h_m = \operatorname{sinc}((m-1)\Delta\psi/2)$ - вагові коефіцієнти, що враховують ширину доплерівського каналу.

Розглянемо інший варіант багатоканального алгоритму обробки багаточастотного сигналу на основі виразу (3.21), при якому невідомі значення доплерівських зрушень фаз φ_l замінюються величинами $\psi_m^{(l)} = \psi_m = (m-1)\Delta\psi$, $m = \overline{1, N}$. Тоді алгоритм обробки багаточастотного сигналу в l -му частотному каналі має вигляд:

$$u_m^{(l)} = a_m \operatorname{Re} X_l + b_m \operatorname{Im} X_l \geq u_{0m}, \quad m = \overline{1, N}; \quad l = \overline{1, L}, \quad (3.22)$$

де $a_m = \cos(\psi_m) = \cos((m-1)\Delta\psi)$; $b_m = \sin(\psi_m) = \sin((m-1)\Delta\psi)$.

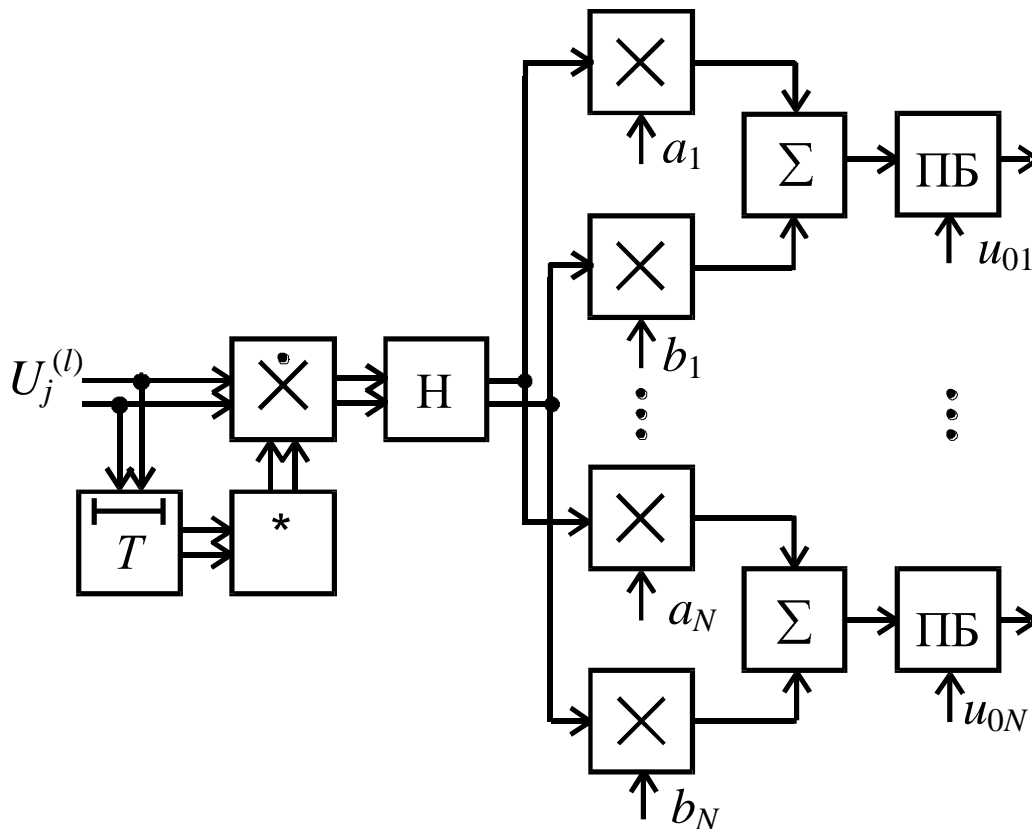


Рисунок 3.5. Структурна схема багатоканального детектора багаточастотних сигналів

Структурна схема багатоканального детектора багаточастотних сигналів, що реалізує алгоритм (3.22), наведена на рис. 3.5. Пристрій здійснює роздільну по 1 обробку цифрових кодів $U_j^{(l)}$ і містить блок затримки на період повторення T , блок комплексного сполучення (*), комплексний помножувач ($\dot{\times}$), міжперіодний накопичувач H .

Особливістю даної багатоканальної системи обробки багаточастотних сигналів є одноканальне когерентне накопичення вхідних відліків $U_j^{(l)}$. При цьому, як і в випадку оптимальної системи обробки, представленої на рис. 3.2, у пристрої є можливість однозначного виміру радіальної швидкості цілі у всьому діапазоні.

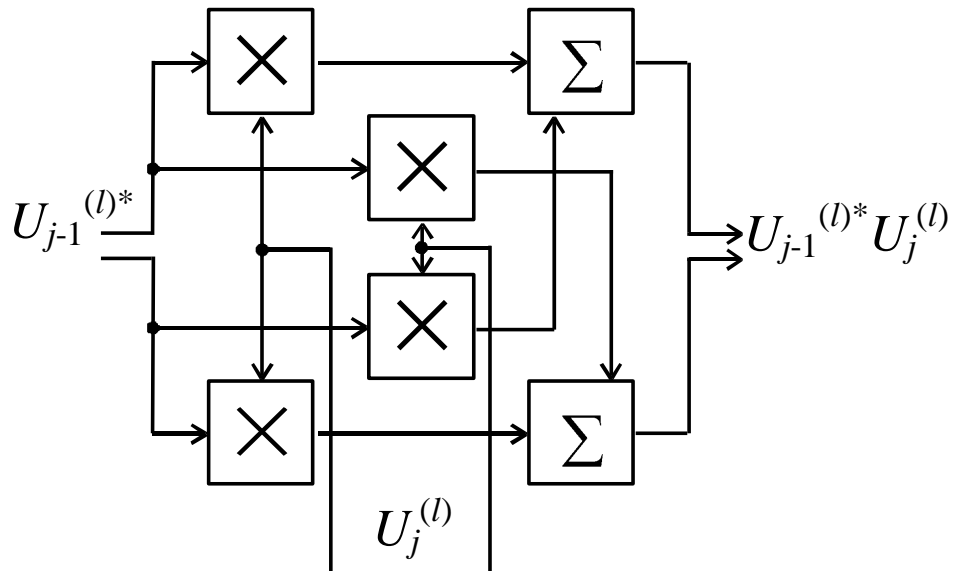


Рисунок 3.6. Структурна схема блоку комплексного множення

На рис. 3.6 представлена структурна схема блоку комплексного множення, який обчислює добуток комплексно-сполучених сусідніх відліків $U_j^{(l)}$. Для цього необхідно виконати чотири операції множення і дві операції додавання.

На рис. 3.7 приведена структурна схема комплексного міжперіодного накопичувача Н, який містить два канали для накопичення і уявними частинами комплексної величини $U_{j-1}^{(l)*} U_j^{(l)}$ (I, II).

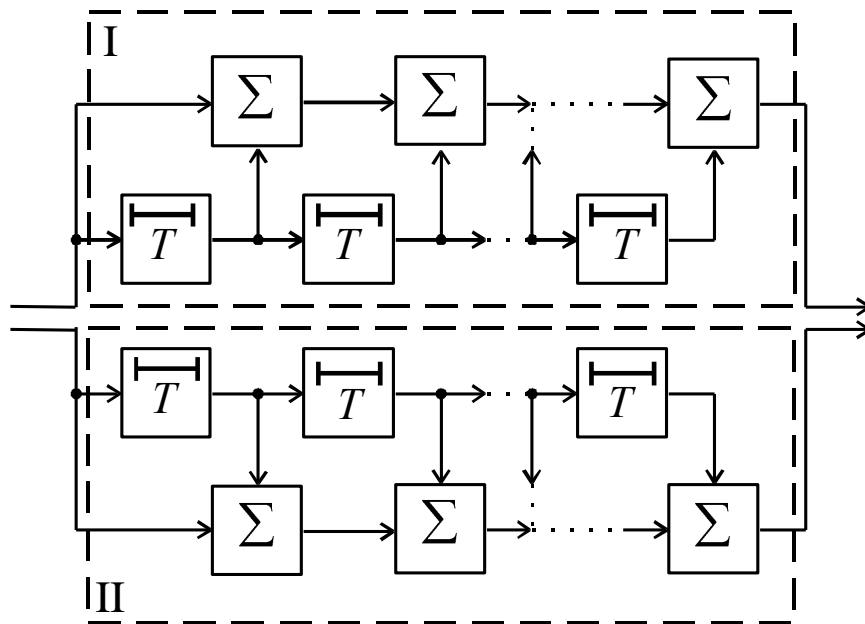


Рисунок 3.7. Структурна схема комплексного міжперіодного накопичувача

3.3.3. Адаптивний детектор багаточастотних сигналів. Більш досконалим способом подолання апріорної невизначеності є заміна невідомих значень доплерівських зрушень фаз φ_l їх заможними оцінками $\hat{\varphi}_l$. У цьому випадку алгоритм (3.21) визначає структуру адаптивної обробки багаточастотних сигналів і може бути представлений у вигляді:

$$u = \sum_{l=1}^L u_l = \sum_{l=1}^L \left(e^{-i\hat{\varphi}_l} X_l + e^{i\hat{\varphi}_l} X_l^* \right) = \sum_{l=1}^L \left(\cos \hat{\varphi}_l \operatorname{Re} \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)*} U_j^{(l)} + \sin \hat{\varphi}_l \operatorname{Im} \sum_{j=2}^N U_{j-1}^{(l)*} U_j^{(l)} \right) \geq u_0. \quad (3.23)$$

Для реалізації адаптивного алгоритму обробки (3.23) багаточастотних сигналів необхідно в кожному частотному каналі знаходити оцінки величин $e^{i\varphi_l}$, для знаходження яких можна використовувати метод максимальної правдоподібності, оскільки оцінюваний параметр є не випадковою дійсною величиною [11].

Згідно з методом максимальної правдоподібності необхідно вирішити рівняння максимальної правдоподібності, яке для даної системи адаптивної обробки на основі виразу (3.23) з урахуванням статистичної незалежності відбитих сигналів, що відповідають різним несучим частотам, еквівалентно системі L незалежних рівнянь:

$$\left. \frac{\partial \ln \Lambda(\varphi_l)}{\partial \varphi_l} \right|_{\varphi_l = \hat{\varphi}_l} = 0, \quad l = \overline{1, L}, \quad (3.24)$$

де $\Lambda(\varphi_l)$ є співмножники виразу (3.20) і можуть бути представлені у вигляді:

$$\Lambda(\varphi_l) = C \exp \left\{ \frac{1}{2} C_2 \left(e^{-i\varphi_l} X_l + e^{i\varphi_l} X_l^* \right)^2 \right\}, \quad l = \overline{1, L}.$$

Підставляючи дані вирази в систему рівнянь (3.24) і виконуючи операції логарифмування і диференціювання, систему рівнянь (3.24) записуємо в наступному вигляді:

$$i C_2 \exp(i\varphi_l) X_l^* - i C_2 \exp(-i\varphi_l) X_l \Big|_{\varphi_l = \hat{\varphi}_l} = 0, \quad l = \overline{1, L}. \quad (3.25)$$

Для визначення алгоритму оцінки величин $e^{i\varphi_l}$ вирішимо рівняння системи (3.25) незалежно один від одного. Тоді для l -го частотного каналу алгоритм оцінки має вигляд:

$$\begin{aligned}
e^{i\hat{\varphi}_l} &= X_l/|X_l| = \cos\hat{\varphi}_l + i\sin\hat{\varphi}_l = \\
&= \operatorname{Re} X_l/|X_l| + i\operatorname{Im} X_l/|X_l|, \quad l = \overline{1, L}.
\end{aligned}
\tag{3.26}$$

Таким чином, на основі методу статистичного синтезу і, зокрема, методу максимальної правдоподібності отриманий адаптивний алгоритм обробки багаточастотних сигналів на основі алгоритмів (3.23) і (3.26), відмінною рисою якого є одноканальне когерентне накопичення добутків комплексно-сполучених сусідніх імпульсів і обчислення за результатами накопичення в кожному частотному каналі оцінок величин $e^{i\varphi_l}$ на основі алгоритму (3.26). При цьому адаптація до доплерівських зрушень фаз в кожному частотному каналі дозволяє здійснювати об'єднання останніх на основі лінійного підсумовування.

3.3.4. Інваріантний детектор багаточастотних сигналів. Традиційним вирішенням завдання синтезу інваріантних систем обробки є усереднення відношення правдоподібності. Тоді для синтезу інваріантного до доплерівських зрушень фаз алгоритму обробки багаточастотних сигналів необхідно провести відповідне інтегрування $\Lambda\{\Phi_l\}$ в алгоритмі (3.20). Припускаючи, що доплерівські зрушення фаз φ_l мають рівномірний розподіл $P(\varphi_l) = 1/2\pi$ в інтервалі $[-\pi, \pi]$, Запишемо:

$$\begin{aligned}
\Lambda &= \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} \Lambda\{\Phi_l\} P(\varphi_l) d\varphi_1, \dots, d\varphi_L = \frac{1}{(2\pi)^L} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} \Lambda\{\Phi_l\} d\varphi_1, \dots, d\varphi_L = \\
&= \frac{C^L}{(2\pi)^L} \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left\{\frac{1}{2} C_2 \sum_{l=1}^L \left(e^{-i\varphi_l} X_l + e^{i\varphi_l} X_l^* \right)\right\} d\varphi_1, \dots, d\varphi_L.
\end{aligned}$$

Для приведення даного багатовимірної інтеграла до табличної форми необхідно представити показник експоненти в підінтегральному вираженні в наступному вигляді:

$$\frac{1}{2} C_2 \sum_{l=1}^L \left(e^{-i\varphi_l} X_l + e^{i\varphi_l} X_l^* \right) = C_2 \sum_{l=1}^L \left(\cos(\varphi_l) \operatorname{Re} X_l + \sin(\varphi_l) \operatorname{Im} X_l \right).$$

Враховуючи що $\operatorname{Re} X_l = |X_l| \cos(\arg X_l)$ і $\operatorname{Im} X_l = |X_l| \sin(\arg X_l)$, остаточно отримуємо:

$$\frac{1}{2} C_2 \sum_{l=1}^L \left(e^{-i\varphi_l} X_l + e^{i\varphi_l} X_l^* \right) = C_2 \sum_{l=1}^L |X_l| \cos(\varphi_l - \arg X_l).$$

З огляду на статистичну незалежність відбитих сигналів, що відповідають різним частотам, можна уявити багатовимірний інтеграл в наступному вигляді:

$$\begin{aligned}\Lambda &= \int_{-\pi}^{\pi} \dots \int_{-\pi}^{\pi} \Lambda \{\varphi_l\} \mathcal{P}(\varphi_l) d\varphi_1, \dots, d\varphi_L = \\ &= C^L \prod_{l=1}^L \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp \{ \mathcal{C}_2 |X_l| \cos(\varphi_l - \arg X_l) \} d\varphi_l.\end{aligned}$$

Отриманий інтеграл зводиться до табличної форми і відповідає модифікованій функції Бесселя нульового порядку $I_0(x) = I_0(C_2 |X_l|)$. Так як зазвичай при міжперіодній обробці $x \gg 1$, функція $I_0(x) \approx e^x$. Тоді використовуючи дану наближену рівність, можна записати:

$$\Lambda = C^L \prod_{l=1}^L I_0(C_2 |X_l|) \approx C^L \prod_{l=1}^L \exp \{ \mathcal{C}_2 |X_l| \} = C^L \exp \left(C_2 \sum_{l=1}^L |X_l| \right).$$

При цьому для виявлення багаточастотного сигналу досить порівнювати з граничним рівнем величину:

$$u = \sum_{l=1}^L u_l = \sum_{l=1}^L |X_l| = \sum_{l=1}^L \left| \sum_{j=2}^N U_{j-1}^* U_j \right| \geq u_0. \quad (3.27)$$

Таким чином, на основі методу статистичного синтезу отримано алгоритм обробки (3.27), який визначає структуру виявляча багаточастотних сигналів, інваріантного до доплерівським зрушень фаз, відмінною рисою якого є одноканальне когерентне накопичення добутків комплексно-сполучених сусідніх імпульсів з наступним об'єднанням модулів вихідних величин частотних каналів.

3.3.5. Синтез вимірювачів радіальної швидкості цілі. В алгоритмах обробки багаточастотних сигналів (3.23) і (3.27) в 1-му частотному каналі результат перемноження сусідніх відліків $U_j^{(1)}$ залежить від доплерівської частоти сигналу $F_d^{(1)}$, тому в даних детектора є можливість вимірювання радіальної швидкості цілі. У зв'язку з цим, розглянемо синтез алгоритмів однозначного виміру радіальної швидкості цілі в багаточастотних когерентно-імпульсних РЛС одночасного випромінювання, що працюють в режимі високої шпаруватості.

Для синтезу алгоритму оцінки використовуємо метод максимальної правдоподібності і розглянемо окремий випадок системи рівнянь максимальної правдоподібності (3.24) при $L=1$ (одночастотний сигнал):

$$\left. \frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \varphi_1} \right|_{\varphi_1 = \hat{\varphi}_1} = 0,$$

яку з урахуванням виразу (3.20) при $L=1$ і після відповідних перетворень можна представити у вигляді:

$$\partial \ln \left(\exp \left(C_2 |X_1| \cos(\varphi_1 - \arg X_1) \right) \right) / \partial \varphi_1 \Big|_{\varphi_1 = \hat{\varphi}_1} = 0.$$

Після виконання операцій логарифмування і диференціювання можна записати:

$$-C_2 |X_1| \sin(\varphi_1 - \arg X_1) \Big|_{\varphi_1 = \hat{\varphi}_1} = 0,$$

рішення даного рівняння має вигляд:

$$\hat{\varphi}_1 = \arg X_1 = \arctg(\operatorname{Im} X_1 / \operatorname{Re} X_1).$$

Однозначне вимірювання доплерівської фази сигналу при цьому здійснюється в інтервалі $[-\pi/2, \pi/2]$. Для розширення даного інтервалу до інтервалу $[-\pi, \pi]$ слід використовувати відомі логічні операції [12]:

$$\hat{\varphi}_1 = \begin{cases} \arctg(\operatorname{Im} X_1 / \operatorname{Re} X_1) & \text{при } \operatorname{Re} X_1 > 0, \\ \arctg(\operatorname{Im} X_1 / \operatorname{Re} X_1) - \pi & \text{при } \operatorname{Re} X_1 < 0, \\ \arctg(\operatorname{Im} X_1 / \operatorname{Re} X_1) + \pi/2 & \text{при } \operatorname{Re} X_1 = 0. \end{cases} \quad (3.28)$$

Як уже зазначалося, в когерентно-імпульсних РЛС однозначний вимір доплерівської частоти сигналу можна здійснювати в інтервалі $\pm 1/2T$, що в разі роботи РЛС в режимі високої шпаруватості істотно менше доплерівської частоти відбитого сигналу.

Застосування багаточастотного сигналу дозволяє розширити інтервал однозначного виміру радіальної швидкості цілі. Для цього необхідно на основі спільної обробки відбитих сигналів, що відповідають різним несучим частотам, визначати різниці доплерівських фаз сусідніх частотних каналів.

При $L=2$ (двочастотний сигнал) система рівнянь максимальної правдоподібності (3.24) з урахуванням (3.25) має вигляд:

$$\begin{cases} iC_1 \exp(i\varphi_1) X_1^* - iC_1 \exp(-i\varphi_1) X_1 \Big|_{\varphi_1 = \hat{\varphi}_1} = 0, \\ iC_2 \exp(i\varphi_2) X_2^* - iC_2 \exp(-i\varphi_2) X_2 \Big|_{\varphi_2 = \hat{\varphi}_2} = 0. \end{cases}$$

При спільному вирішенні даної системи рівнянь алгоритм оцінки величини $e^{i\Delta\varphi}$ має вигляд:

$$e^{i\hat{\Delta\phi}} = e^{i\hat{\phi}_1} e^{-i\hat{\phi}_2} = X_1 X_2^* / |X_1| |X_2|.$$

Тоді алгоритм оцінки різниці доплерівських фаз сусідніх частотних каналів при $L=2$:

$$\hat{\Delta\phi} = \arg X_1 X_2^* = \arctg \left(\text{Im } X_1 X_2^* / \text{Re } X_1 X_2^* \right).$$

При цьому оцінка різниці доплерівської частоти сигналу визначається зі співвідношення $\hat{F}_{\text{др}} = 2\pi T \hat{\Delta\phi}$, що з урахуванням відомого вислову $F_{\text{др}} = 2v_r \Delta f / c$ дозволяє знайти алгоритм однозначної оцінки радіальної швидкості цілі:

$$\hat{v}_r = c \hat{\Delta\phi} / 4\pi T \Delta f = k \hat{\Delta\phi} = k \arg X_1 X_2^*,$$

де $k = c / 4\pi T \Delta f$.

При відповідному виборі величини розносу несучих частот $\Delta f = f_1 - f_2$ для забезпечення статистичної незалежності відбитих сигналів і однозначного виміру радіальної швидкості цілі застосування двухчастотного сигналу в разі когерентно-імпульсних РЛС, що працюють в режимі високої шпаруватості, дозволяє вирішити проблему однозначного виміру радіальної швидкості цілі, так як

$$\frac{c}{4Tf_1} \leq v_{r\text{max}} \leq \frac{c}{4T\Delta f}.$$

При цьому інтервал однозначно вимірюваних радіальних швидкостей цілі розширюється в порівнянні з одночастотним сигналом в $f_1 / \Delta f$ раз і зберігається однозначність вимірювання дальності, яка забезпечується відповідним вибором періоду повторення імпульсів T .

При $L > 2$ є можливість визначати сукупність оцінок різниць доплерівських зрушень фаз $\hat{\Delta\phi}_l$ відповідних сусідніх частотних каналів. Безпосереднє усереднення даних оцінок, з урахуванням циклічності фазових відліків, призводить до помилкових результатів. Виключити подібні помилки можна, використовуючи усереднення тригонометричних функцій [13]. Тоді з урахуванням виразу (3.25) для відповідних суміжних частотних каналам величин $e^{i\hat{\phi}_l}$ і $e^{i\hat{\phi}_{l+1}}$ знайдемо:

$$e^{i\hat{\Delta\phi}_l} = e^{i\hat{\phi}_l} e^{-i\hat{\phi}_{l+1}} = X_l X_{l+1}^* / |X_l| |X_{l+1}|, \quad l = \overline{1, L-1}.$$

Вважаючи еквідистантним розстановку несучих частот ($\Delta f_l = \Delta f$), виробляємо

усереднення:

$$\sum_{l=1}^{L-1} e^{i\hat{\Delta\varphi}_l} = \sum_{l=1}^{L-1} \cos \hat{\Delta\varphi}_l + i \sum_{l=1}^{L-1} \sin \hat{\Delta\varphi}_l = \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^* / |X_l| |X_{l+1}|,$$

яке дозволяє знайти усереднене значення оцінки доплерівського зсуву фази відбитого сигналу:

$$\hat{\Delta\varphi} = \arg \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^* = \arctg \left(\frac{\operatorname{Im} \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^*}{\operatorname{Re} \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^*} \right). \quad (3.29)$$

Тоді алгоритм однозначної оцінки радіальної швидкості для випадку багаточастотного сигналу з числом несучих частот $L > 2$ може бути представлений у вигляді:

$$\hat{v}_r = c \hat{\Delta\varphi} / 4\pi T \Delta f = k \hat{\Delta\varphi} = k \arg \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^*, \quad (3.30)$$

де $k = c / 4\pi T \Delta f$.

Таким чином, при використанні багаточастотного зондуючого сигналу на основі методу максимальної правдоподібності отриманий алгоритм (3.30) однозначної оцінки радіальної швидкості в необхідному діапазоні реальних швидкостей радіолокаційних цілей, відмінною рисою якого є усереднення значень оцінок доплерівських зрушень фаз відбитого багаточастотного сигналу.

3.4. Структурні схеми квазіоптимальних детекторів-вимірювачів багаточастотних сигналів

У попередньому розділі на основі методу статистичного синтезу і, зокрема, методу максимальної правдоподібності синтезовано алгоритми міжперіодної обробки багаточастотних сигналів і новий алгоритм однозначного виміру радіальної швидкості цілі. Їх спільне використання для вирішення завдання спільного однозначного виміру дальності і радіальної швидкості призводить до нових структурних схем квазіоптимальних детекторів-вимірювачів багаточастотних сигналів.

Структурна схема адаптивного в кожному частотному каналі доплерівських зрушень фаз детектора-вимірювача багаточастотних сигналів, що реалізує

адаптивний алгоритм обробки багаточастотного сигналу (3.23) спільно з (3.26) і алгоритм однозначного виміру радіальної швидкості цілі на основі виразів (3.28) - (3.30), представлена на рис. 3.8 [14].

Адаптивний детектор-вимірювач багаточастотних сигналів здійснює в кожному частотному каналі одноканальне когерентне накопичення добутків комплексно-сполучених сусідніх входних відліків $U_j^{(1)}$. Далі на основі обчислювача модуля ОМ і подільників Д обчислюються оцінки $e^{i\hat{\varphi}_l}$, використання яких в алгоритмі виявлення дозволяє об'єднувати результати обробки частотних каналів на основі лінійного підсумовування. Спільна обробка оцінок $e^{i\hat{\varphi}_l}$ в блоці вимірювання призводить до обчислення оцінок $e^{i\hat{\Delta\varphi}_l}$. Після відповідного усереднення в обчислювачі фази, який реалізує алгоритм (3.29) і логічні операції (3.28), визначається усереднене значення оцінки $\hat{\Delta\varphi}$. При перевищенні порогового рівня виявлення u_0 сигнал з виходу порогового блоку ПБ відкриває ключ К, пропускаючи оцінку v_r , і використовується для автозняття дальності.

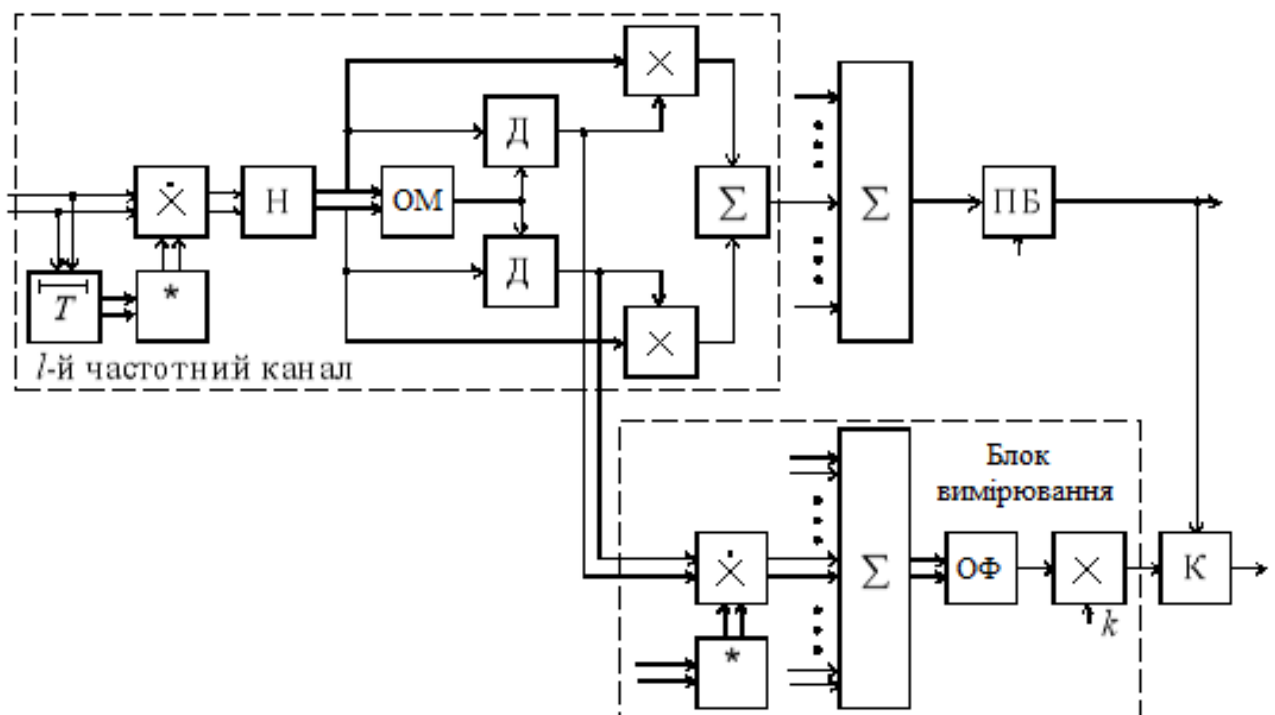


Рисунок 3.8. Структурна схема детектора-вимірювача багаточастотних сигналів

Структурна схема детектора-вимірювача багаточастотних сигналів, що реалізує алгоритм обробки, інваріантний до доплерівських зрушень фаз (3.27), і алгоритм однозначного виміру радіальної швидкості цілі на основі виразів (3.28) - (3.30), представлена на рис. 3.9 [15].

Детектор-вимірювач багаточастотних сигналів, інваріантний до доплерівських зрушень фаз, працює наступним чином. Сума добутків комплексно-сполучених сусідніх відліків надходить на обчислювач модуля ОМ, результат обчислень якого підсумовується з аналогічними результатами інших частотних каналів і поступає на пороговий блок ПБ. На входи блоку вимірювання, на відміну від адаптивного детектора-вимірювача багаточастотних сигналів, подаються безпосередньо результати накопичень частотних каналів X_1 . Обчислювач фази ОФ крім алгоритму (3.29) реалізує логічні операції (3.28). При перевищенні порогового рівня виявлення u_0 сигнал з виходу порогового блоку ПБ відкриває ключ К, пропускаючи оцінку v_r , і використовується для автозняття дальності.

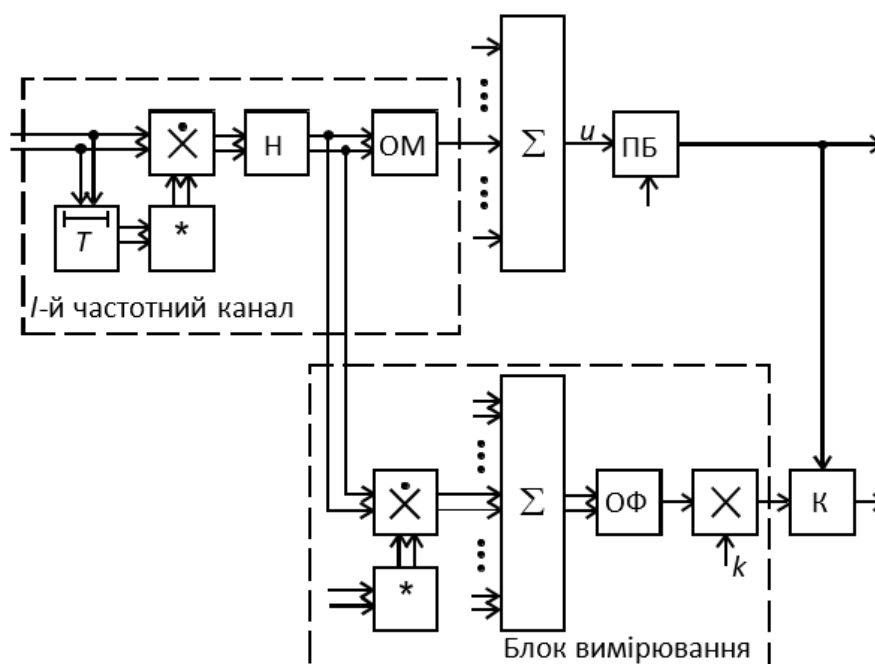


Рисунок 3.9. Структурна схема детектора-вимірювача багаточастотних сигналів, що реалізує алгоритм обробки, інваріантний до доплерівських зрушень фаз

Рис. 2.8

До складу адаптивного і інваріантного до доплерівським зрушень фаз детекторів-вимірювачів багаточастотних сигналів входять обчислювач модуля, який

обчислює модуль суми добутків комплексно-сполучених сусідніх входних відліків $U_j^{(1)}$, і обчислювач фази. Структурна схема обчислювача фази приведена на рис. 3.10.

Обчислювач фази працює наступним чином. значення величин $a = \operatorname{Re} \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^*$ і $b = \operatorname{Im} \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^*$ (в адаптивному детектор-вимірнику значення величин $a = \operatorname{Re} \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^* / |X_l| |X_{l+1}^*|$ і $b = \operatorname{Im} \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^* / |X_l| |X_{l+1}^*|$) надходять на відповідні входи обчислювача фази, де на основі подільника Д і функціонального перетворювача ФП визначається величина $\hat{\Delta\phi} = \arctg(a/b)$. Наступні перетворення оцінки $\hat{\Delta\phi}$ залежать від знаку величини а. при $a \geq 0$ відкритий ключ К2 і оцінка $\hat{\Delta\phi}$ через суматор безпосередньо надходить на вихід обчислювача фази. При $a < 0$ відкритий ключ К1, а другий ключ закритий. При цьому в модульному блоці π утворюється величина $|\hat{\Delta\phi}|$, яка вираховується з величини π . Далі величина b множиться на постійний множник К з метою масштабування і подальшого обмеження в обмежувачі (± 1) за рівнем ± 1 . Таким чином, після обмеження величина на виході обмежувача має сенс знаку величини b , яка під час вступу на вхід блоку множення, присвоюється різниці $\pi - |\hat{\Delta\phi}|$.

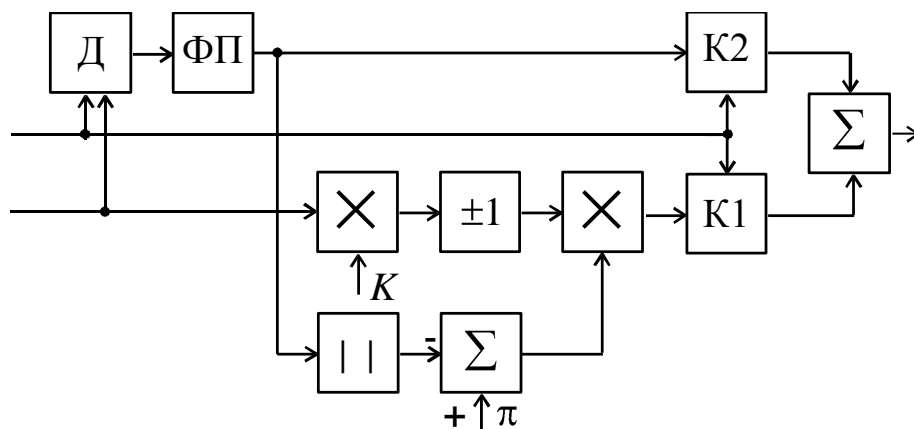


Рисунок 3.10. Структурна схема детектора-вимірювача, інваріантного до доплерівських зрушень фаз багаточастотних

Основними перевагами запропонованих структурних схем адаптивного детектора-вимірювача багаточастотних сигналів (див. Рис. 3.9) і детектора-вимірювача, інваріантного до доплерівських зрушень фаз багаточастотних (рис. 3.10) сигналів, є:

- можливість виявлення цілі за результатами спільної обробки відбитих сигналів, що відповідають різним несучим частотам;
- одноканальне когерентне накопичення, що дозволяє істотно спростити технічну реалізацію детектора, в порівнянні з традиційними багатоканальними системами, і відкриває можливість вимірювання радіальної швидкості цілі;
- можливість однозначного виміру радіальної швидкості цілі за результатами спільної обробки результатів обчислень частотних каналів в багаточастотних когерентно-імпульсних РЛС одночасного випромінювання, що працюють в режимі високої шпаруватості.

При цьому поява в даний час швидкодіючих цифрових процесорів обробки сигналів уможливорює цифрову реалізацію запропонованих систем виявлення-вимірювання багаточастотних радіолокаційних сигналів на основі мікропроцесорних систем, застосування яких дозволяє звести до мінімуму апаратні витрати при реалізації системи обробки відбитих сигналів, значно збільшити її надійність, істотно зменшити масу і габарити системи в цілому.

3.5. Висновок до розділу 3

У цьому розділі розглянуто синтез систем міжперіодної обробки багаточастотних сигналів для багаточастотних когерентно-імпульсних РЛС одночасного випромінювання, що працюють в режимі високої шпаруватості. В якості методу синтезу застосовувався статистичний синтез, зокрема метод максимальної правдоподібності, на основі якого отримані оптимальні і квазіоптимальні алгоритми обробки багаточастотних сигналів. Крім того, синтезовані системи спільного виявлення-вимірювання багаточастотних сигналів, які здійснюють одноканальне когерентне накопичення добутоків комплексно-сполучених сусідніх відліків.

РОЗДІЛ 4

АНАЛІЗ ДЕТЕКТОР-ВИМІРЮВАЧІВ БАГАТОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ

4.1 Оптимальні системи виявлення

Розглянемо аналіз характеристик виявлення і порогового відношення сигнал / шум оптимальних систем міжперіодної обробки багаточастотних сигналів на тлі некорельованого (внутрішнього) шуму. При аналізі також вважаємо, що відповідним розносом несучих частот забезпечується статистична незалежність сигналів в різних частотних каналах.

Алгоритм оптимальної обробки багаточастотного сигналу, отриманий на основі методу статистичного синтезу, визначається за допомогою виразу (3.11) і має вигляд:

$$u = \sum_{l=1}^L u_l = \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^* \mathbf{Q}_l \mathbf{U}_l = \sum_{l=1}^L \sum_{j,k=1}^N Q_{jk}^{(l)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \geq u_0$$

На рис. 2.1 приведена структурна схема оптимального детектора багаточастотних сигналів, що реалізує даний алгоритм. При цьому вагові коефіцієнти у відповідних частотних каналах визначаються елементами матриць обробки $Q_{jk}^{(l)} = \delta_{jk} + W_{jk}^{\text{cm}(l)}$, які обчислюються на основі зворотних кореляційних матриць $\mathbf{W}_l^{\text{cm}} = (\mathbf{R}_l^{\text{cm}})^{-1}$, де елементи $R_{jk}^{\text{cm}(l)} = q_l \rho_l(j, k) e^{i(j-k)\phi_l} + \delta_{jk}$, $W_{jk}^{\text{cm}(l)} = (1/q_l) w_l(j, k) e^{i(j-k)\phi_l}$, і можуть бути визначені тільки для випадку повністю відомих кореляційних параметрів відбитого сигналу.

Для розрахунку характеристик виявлення необхідно знайти розподіл випадкової величини u , одержуваної на виході системи оптимальної обробки багаточастотного сигналу (рис. 3.1). При цьому використовуємо універсальну методику аналізу на основі методу характеристичних функцій [16]. Характеристична функція величини u при нормальному розподілі вектора \mathbf{U}_l визначається безпосереднім інтегруванням з урахуванням виразу (3.8):

$$\Theta_u(it) = \overline{\exp(itu)} = \prod_{l=1}^L \overline{\exp(itu_l)} = \prod_{l=1}^L \left[\det \mathbf{C} - 2it \mathbf{R}_l \mathbf{Q}_l \right]^{-1}. \quad (4.1)$$

За допомогою перетворення Фур'є характеристичної функції, яка визначається виразом (4.1), щільність ймовірності величини u визначається у вигляді:

$$w(u) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Theta_u(it) \exp(-itu) dt. \quad (4.2)$$

Подальший аналіз залежить від методу приведення визначника в підінтегральному вираженні до більш зручного для дослідження поля зору. Відомо [15] два методу приведення - метод власних значень і метод сліду. Метод сліду дозволяє отримати наближене вираження для щільності ймовірності $w(u)$ на основі використання ряду Еджворта або для розподілів, що сильно відрізняються від нормального - ряду Лагерра. При цьому точність апроксимації щільності ймовірності $w(u)$ залежить від числа членів застосовуваного ряду.

На відміну від методу сліду, застосування методу власних значень для приведення визначника $\det \mathbf{\Phi}(-2it\mathbf{R}_l\mathbf{Q}_l)$ до більш зручного для інтегрування уразі дозволяє отримати точний вираз для щільності ймовірності $w(u)$. Тоді характеристичну функцію (4.1) можна представити у вигляді:

$$\Theta_u(it) = \prod_{l=1}^L \Theta_{u_l}(it) = \left(\prod_{l=1}^L \prod_{j=1}^N (1 - 2it\lambda_j^{(l)}) \right)^{-1}, \quad (4.3)$$

де $\lambda_j^{(L)}$ - власні значення матриць $\mathbf{R}_l\mathbf{Q}_l$, $l = \overline{1, L}$.

Для випадку багаточастотних сигналів ($L \geq 2$) власні значення матриць $\mathbf{R}_l\mathbf{Q}_l$, $l = \overline{1, L}$, є кратними $\lambda_j^{(l)} = \lambda_j$, $l = \overline{1, L}$, причому кратність числа λ_j дорівнює L . Узагальнено розглянутий в [16, 17] точний метод розрахунку характеристик виявлення при наявності кратних власних значень на випадок багаточастотних сигналів.

Влучний вислів для шуканої щільності ймовірності $w(u)$ виходить при інтегруванні в співвідношенні (4.2) з використанням методу відрахувань і з урахуванням виразу (4.3):

$$\begin{aligned} w(u) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Theta_u(it) \exp(-itu) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\prod_{j=1}^N (1 - 2it\lambda_j) \right)^{-L} \exp(-itu) dt = \\ &= N \sum_{j=1}^K \frac{1}{(L-1)!} \lim_{x \rightarrow \lambda_j} \frac{d^{L-1}}{dx^{L-1}} \left((i\lambda_j)^L e^{-iux} / \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq j}}^K \mathbf{\Phi}(-ix\lambda_j)^{\geq L} \right), \end{aligned}$$

де K - число різних позитивних власних значень матриці $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_l$, що не рівний нулю.

Тоді ймовірність перевищення порога u_0 величиною u може бути представлена у вигляді:

$$P(u \geq u_0) = \int_{u_0}^{\infty} w(u) du = \sum_{j=1}^K \frac{1}{(L-1)!} \frac{d^{L-1}}{d\lambda_j^{L-1}} \left[\lambda_j^{L-1} \exp\left(-\frac{u_0}{\lambda_j}\right) \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq j}}^N \left(1 - \frac{\lambda_n}{\lambda_j}\right)^{-L} \right]. \quad (4.4)$$

Ймовірність помилкової тривоги F визначається на основі виразу (4.4) за умови $q_l=0$, що відповідає використанню власних значень матриць $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_l = \mathbf{R}^{\text{ш}} \mathbf{Q}_l = \mathbf{Q}_l$, $l=\overline{1, L}$. При цьому власні значення визначаються як $\lambda_1^{(l)} = \lambda_1^{\text{ш}}(q_l)$, $\lambda_j^{(l)} = 0$, $j=\overline{2, N}$. Можливість правильного виявлення D визначається за умови $q_l \neq 0$, що відповідає використанню в вираженні (4.4) власних значень матриць $\mathbf{R}_l^{\text{сш}} \mathbf{Q}_l = \mathbf{R}_l^{\text{сш}} (\mathbf{I} - \mathbf{W}_l^{\text{сш}}) = q_l \mathbf{R}_l^{\text{с}}$. При цьому власні значення визначаються як $\lambda_1^{(l)} = \lambda_1^{\text{с}}(q_l)$, $\lambda_j^{(l)} = 0$, $j=\overline{2, N}$.

На практиці швидкість руху цілі є невідомою, що передбачає багатоканальна побудова алгоритму обробки в кожному частотному каналі. При цьому алгоритм оптимальної обробки багаточастотного сигналу для випадку невідомих значень величин φ_l , отриманий на основі методу статистичного синтезу, визначається з виразу (3.13) і має в l -му частотному каналі вид:

$$u_m^{(l)} = \mathbf{U}_l^T * \mathbf{Q}_{lm} \mathbf{U}_l = \sum_{j,k=1}^N Q_{jk}^{(lm)} U_j^{(l)} * U_k^{(l)} \geq u_{0m}^{(l)}, \quad l=\overline{1, L}, \quad m=\overline{1, M}, \quad (4.5)$$

де елементи матриці обробки в відповідному доплерівському каналі визначаються виразами $Q_{jk}^{(lm)} = \delta_{jk} - W_{jk}^{\text{сш}(lm)} = \delta_{jk} - (1/q_l) w_l(j, k) e^{i(j-k)\Psi_m}$, які також залежать від кореляційних властивостей відбитого сигналу.

Структурна схема оптимального детектора багаточастотних сигналів для випадку невідомих значень доплерівських зрушень фаз φ_l приведена на рис. 3.2. Так як доплерівські канали системи обробки інваріантні щодо некорельованого (внутрішнього) шуму, то порогові рівні виявлення $u_{0m}^{(l)} = u_0^{(l)}$, а ймовірності помилкової тривоги однакові і рівні F_{1l} . Ймовірності правильного виявлення в частотних

каналах D_1 залежать від відповідних розладів між величинами ϕ_1 і найближчими до них значеннями $\psi_m^{(l)} = \psi_m$.

Для визначення ймовірностей F_{11} і D_1 знаходимо характеристичну функцію величини $u_m^{(l)}$, яка при використанні методу власних значень має вигляд:

$$\Theta_{u_m^{(l)}}(it) = \overline{\exp(it u_m^{(l)})} = \mathbf{E} \left[\exp(-2it \mathbf{R}_l \mathbf{Q}_{lm}) \right] = \left(\prod_{j=1}^N (1 - 2it \lambda_j^{(lm)}) \right)^{-1},$$

де $\lambda_j^{(lm)}$ - власні значення матриці $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_{lm}$.

Наступні обчислення інтеграла (4.3) і ймовірності перевищення порога u_0 величиною $u_m^{(l)}$ з урахуванням некратних власних значень $\lambda_j^{(lm)}$ призводять до вираження:

$$P(u_m^{(l)} \geq u_0) = \sum_{j=1}^K \exp\left(-\frac{u_0}{\lambda_j^{(lm)}}\right) \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq j}}^N \left(1 - \frac{\lambda_n^{(lm)}}{\lambda_j^{(lm)}}\right)^{-1}, \quad (4.6)$$

на основі якого обчислюються ймовірності помилкової тривоги F_{11} і правильного виявлення D_1 при використанні власних значень $\lambda_j^{(lm)}$ відповідно матриць $\mathbf{R}^{(m)} \mathbf{Q}_{lm} = \mathbf{Q}_{lm}$ і $\mathbf{R}_l^{(m)} \mathbf{Q}_{lm} = \mathbf{R}_l^{(m)} (\mathbf{I} - \mathbf{W}_{lm}^{(m)})$. При цьому власні значення визначаються як $\lambda_1^{(m)} = \lambda_1(q_1)$, $\lambda_j^{(m)} = 0$, $j = \overline{2, N}$, і $\lambda_1^{(lm)} = \lambda_1^{(l)}(q_1)$, $\lambda_j^{(lm)} = 0$, $j = \overline{2, N}$. Тоді розрахунок ймовірності помилкової тривоги в кожному доплерівському каналі F_{11} , з урахуванням отриманих власних значень $\lambda_1^{(m)}(q_1)$, відповідає умові $F_{11} \approx F_1$ і граничним рівням виявлення $u_0^{(l)} = u_0$.

При обчисленні порогового рівня виявлення u_0 необхідно ставити ймовірність помилкової тривоги в кожному доплерівському каналі F_1 , яка пов'язана з ймовірністю помилкової тривоги F для всієї багатоканальної системи виразом:

$$F = 1 - \prod_{l=1}^L (1 - F_{1l})^M \approx 1 - (1 - F_1)^{LM} \approx LM F_1. \quad (4.7)$$

З виразу (4.7) випливає, що ймовірність помилкової тривоги в одному доплерівському каналі дорівнює $F_1 \approx F/LM$.

Ймовірність пропуску сигналу від цілі одночасно у всіх частотних каналах з урахуванням умови статистичної незалежності сигналів в кожному з них дорів-

ноює $\prod_{l=1}^L \left(1 - D_l\right)$. Тоді для багатоканальної системи ймовірність правильного виявлення сигналу хоча б в одному частотному каналі має вигляд:

$$D = 1 - \prod_{l=1}^L \left(1 - D_l\right). \quad (4.8)$$

На рис. 4.1 наведені характеристики виявлення оптимальної системи обробки багаточастотних сигналів на основі алгоритму (3.11), розраховані відповідно до вираження (4.4). Характеристики виявлення оптимальної багатоканальної системи обробки багаточастотних сигналів для випадку невідомих значень обробки (4.5), розраховані відповідно до виразів (4.6) - (4.8) за умови $\varphi_1 = \psi_m$. Показані на рис. 4.2.

Розрахунки характеристик виявлення (рис. 4.1 і 4.2) відповідають наступним параметрам: ймовірності помилкової тривоги для всієї системи обробки $F = 10^{-6}$; числу імпульсів в пачці кожної частотної складової $N = 20$, числу доплерівських каналів в кожному частотному каналі $M = N = 20$, відношенню несучих частот $r_2 = f_2/f_1 = 0,95$, $r_3 = f_3/f_1 = 0,9$ і рівномірному розподілу випромінюваної потужності між частотними каналами, при якому $q_1 = q/L$, де q - відношення сумарної потужності багаточастотного сигналу до шуму. Крім того, при розрахунку використовувалися спільні флуктуації сигналу ($\rho_l(j,k) = 1$), які є граничним випадком розглянутих у другому розділі повільних флуктуацій, описуваних експоненційною функцією кореляції $\rho_l(j,k) = \exp\{-\pi \Delta f_l T |j - k|\}$. Відмінності у величині граничних відносин сигнал / шум для обох моделей флуктуацій при нормованій ширині спектра $\Delta f_l T \leq 0,01$, $D = 0,9$ і $L > 1$ не перевищують часткою децибела.

Застосування багаточастотного сигналу в області великих ймовірностей $D > 0,5$, як видно з наведених кривих (рис. 4.1 і 4.2), дозволяє зменшити відомі втрати, властиві одночастотному повільно флуктуаційному сигналу. Це пояснюється тим, що ймовірність одночасного завмирання на декількох частотах виявляється менше, ніж на одній частоті. Так як при статистичній незалежності відображених компонент багаточастотного сигналу максимуми діаграм вторинного випромінювання цілі на різних частотах зміщені відносно один одного, то це приз-

водить до зменшення порізаності сумарної діаграми вторинного випромінювання і, отже, до зменшення відносної величини флуктуацій відбитого сигналу.

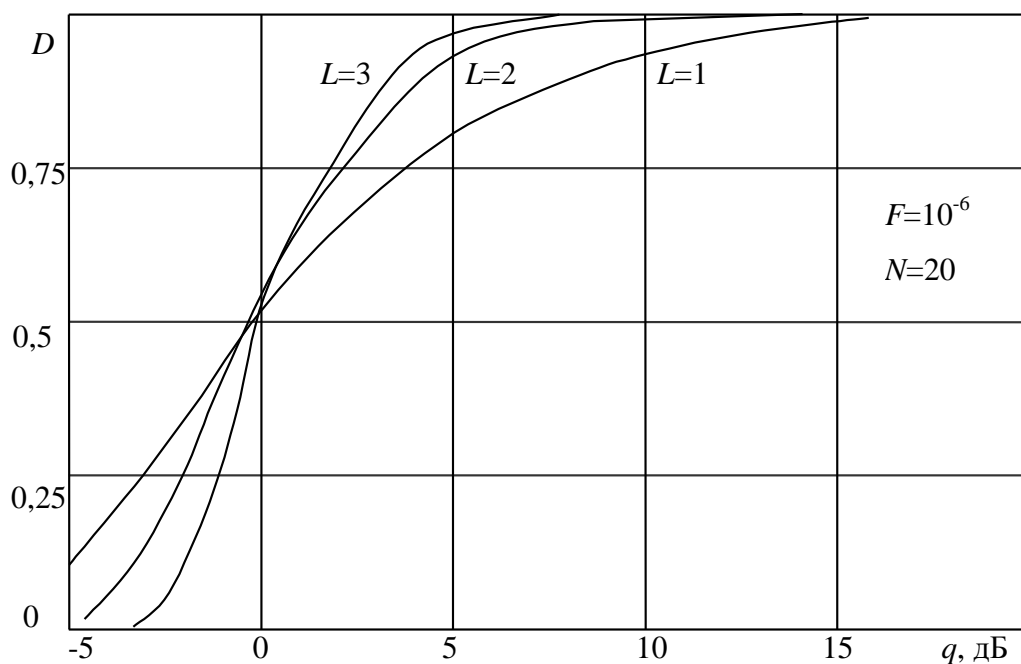


Рисунок 4.1. Характеристика виявлення оптимальної системи обробки багаточастотних сигналів

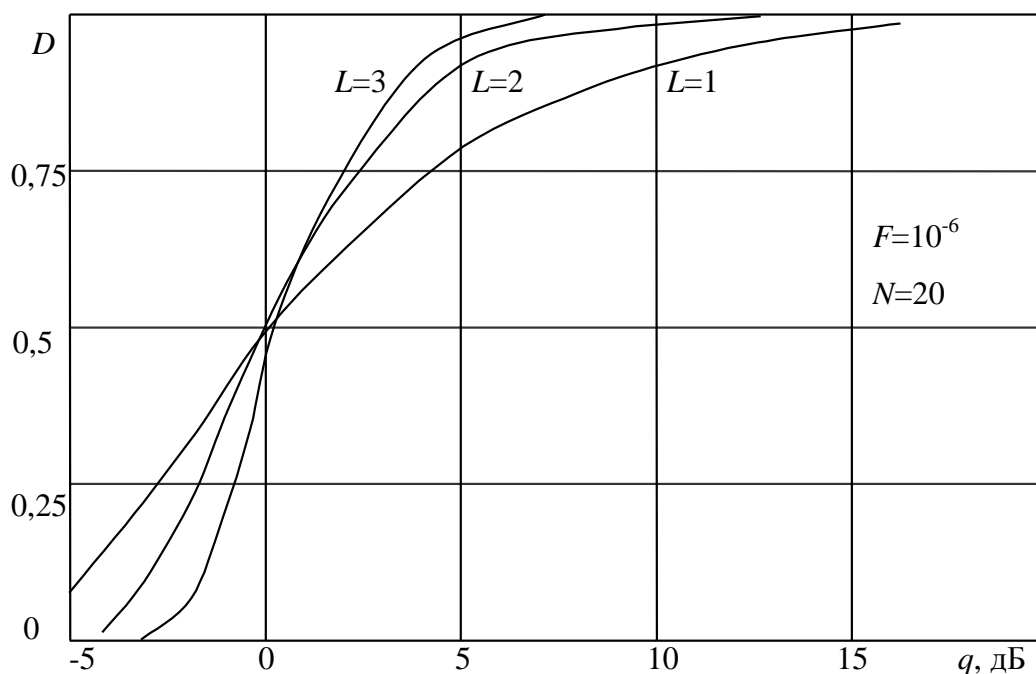


Рисунок 4.2. Характеристика виявлення оптимальної багатоканальної системи обробки багаточастотних сигналів

На рис. 4.3 наведені залежності порогового відношення сигнал / шум при $D=0,9$ і $D=0,5$ від числа частотних каналів L для розглянутих оптимальних систем обробки багаточастотного сигналу $M=N$, $\varphi_1=\psi_m$ і при тих же значеннях параметрів F і N . При цьому суцільні лінії відповідають оптимальним багаточастотним системам при повністю відомих параметрах відбитого сигналу, які характеризуються граничною ефективністю у виявленні сигналу від цілі для даного класу систем, пунктирні - оптимальним багаточастотним системам при невідомих значеннях доплерівських зрушень фаз. З порівняння суцільних і пунктирних кривих на рис. 4.3 випливає, що обумовлене апріорною невизначеністю величин φ_1 багатоканальна побудова системи обробки призводить до незначних (менше 0,4 дБ) проґрашів у величині порогового відношення сигнал / шум.

На рис. 4.4 наведені залежності порогового відношення сигнал / шум від значення доплерівського зсуву фази φ_1 в першому частотному каналі для оптимальної системи обробки на основі алгоритму (4.5) при $L=2$, колишніх значеннях D , F , N і різній кількості доплерівських каналів M . Мінімуми кривих відповідають умові $\varphi_1=\psi_m$. В інших випадках мають місце незначні міжканальні втрати, що не перевищують 0,3 дБ при $M=N=20$. При скороченні числа каналів ($M=N/2=10$) міжканальної втрати збільшуються до 0,8 дБ. Крім того, при скороченні доплерівських каналів в кожному частотному каналі збільшується інтервал невизначеності $\Delta\psi$ величини φ_1 , що призводить до зменшення точності вимірювання радіальної швидкості цілі.

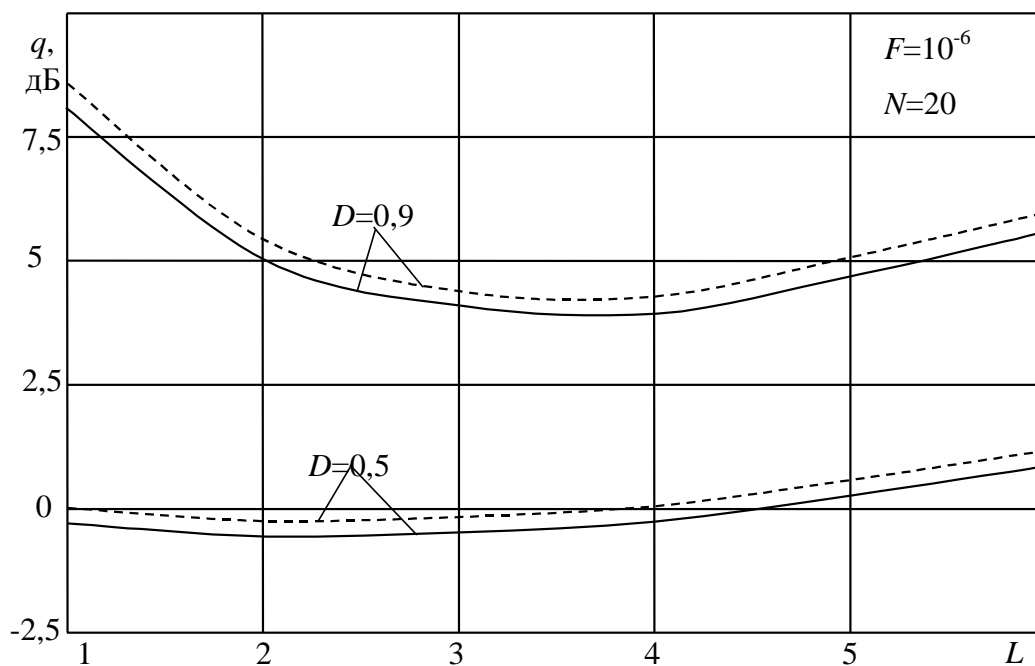


Рисунок 4.3. Характеристика залежності порогового відношення сигнал / шум

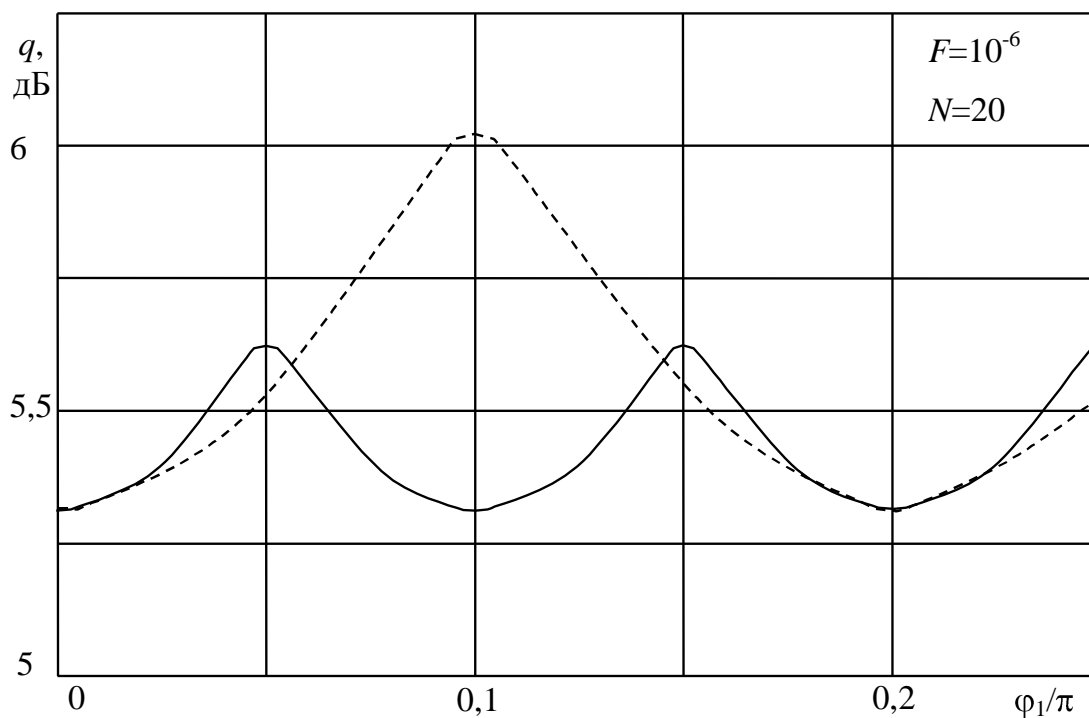


Рисунок 4.4. Характеристика залежності порогового відношення сигнал / шум від значення доплерівського зсуву фази

4.2. Квазіоптимальні системи виявлення

4.2.1. Багатоканальні по доплерівській частоті детектори. Як уже зазнача-

лося, вагові коефіцієнти в оптимальних алгоритмах обробки багаточастотних сигналів залежать від апріорно невідомих кореляційних властивостей сигналу і доплерівського зсуву частоти (швидкості цілі), що викликає певні труднощі при реалізації оптимальних систем.

Істотно простіше оптимальних систем є багатоканальний по доплерівській частоті квазіоптимальний алгоритм обробки багаточастотних сигналів на основі виразу (3.22), структурна схема якого наведена на рис. 3.5 і реалізована на основі одноканального когерентного накопичення попарних добутків відліків, що надходять. Для аналізу характеристик виявлення даної системи представимо алгоритм (3.22) у вигляді квадратичної форми:

$$u_m^{(l)} = \cos \psi_m \operatorname{Re} X_l + \sin \psi_m \operatorname{Im} X_l = \sum_{j,k=1}^N Q_{jk}^{(lm)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \geq u_0, \quad (4.9)$$

де елементи матриць обробки $Q_{j-1,j}^{(lm)} = e^{-i\psi_m}$, $Q_{j,j-1}^{(lm)} = e^{i\psi_m}$, інші елементи рівні 0, $l = \overline{1, L}$, $m = \overline{1, M}$.

Розрахунок характеристик виявлення даної багатоканальної по доплерівській частоті системи обробки багаточастотних сигналів здійснюється відповідно виразам (4.6) - (4.8). При цьому власні значення матриць $R_l Q_{lm}$ розраховуються з урахуванням вище наведених елементів матриць обробки $Q_{j,k}^{(lm)}$.

Для порівняльного аналізу розглянемо характеристики виявлення відомого алгоритму обробки багаточастотних сигналів, який для випадку повільно флуктуаційного сигналу реалізується на основі когерентного накопичення відліків, що надходять, і має в l -му частотному каналі вид:

$$u_l = \left| \sum_{j=1}^N e^{-ij\phi_l} U_j^{(l)} \right|^2. \quad (4.10)$$

При цьому розрахунок характеристик виявлення систем з когерентним накопиченням можна провести без використання методу характеристичних функцій. Тоді з урахуванням того, що ймовірності правильного виявлення у всіх частотних каналах рівні ($D_l = D_1$), вираз, що зв'язує ймовірності правильного виявлення D_1 і помилкової тривоги F_1 у відповідному доплерівському каналі з урахуванням виграшу в пороговому відношенні сигнал / шум при когерентному накопиченні, має

ВИГЛЯД :

$$D_1 = F_1^{1/(1+Nq_1)}.$$

З огляду на вираження (4.7), (4.8), запишемо ймовірність правильного виявлення сигналу хоча б в одному частотному каналі:

$$D_1 = 1 - \left[- (F / LN)^{1/(1+Nq/L)} \right]^L. \quad (4.11)$$

Тоді величина порогового відношення сигнал / шум, що визначає ефективність такої системи, визначається на основі виразу (4.11):

$$q = \frac{L}{N} \left(\frac{\log(F / LN)}{\log(1 - (1 - D)^{1/L})} - 1 \right).$$

На рис. 4.5 наведені характеристики виявлення квазіоптимальної багатоканальної по доплерівській частоті системи обробки багаточастотних сигналів на основі одноканального когерентного накопичення (4.9), які розраховані відповідно до виразам (4.6) - (4.8) за умови $\varphi_1 = \psi_m$ з урахуванням спільних флуктуацій сигналу ($\rho_1(j,k)=1$). При цьому відмінність у величині порогового відношення сигнал / шум у порівнянні з експоненційною функцією кореляції при нормованій ширині спектра $\Delta f_1 T \leq 0,01$, $D=0,9$ і $L > 1$ не перевищує часткою децибела.

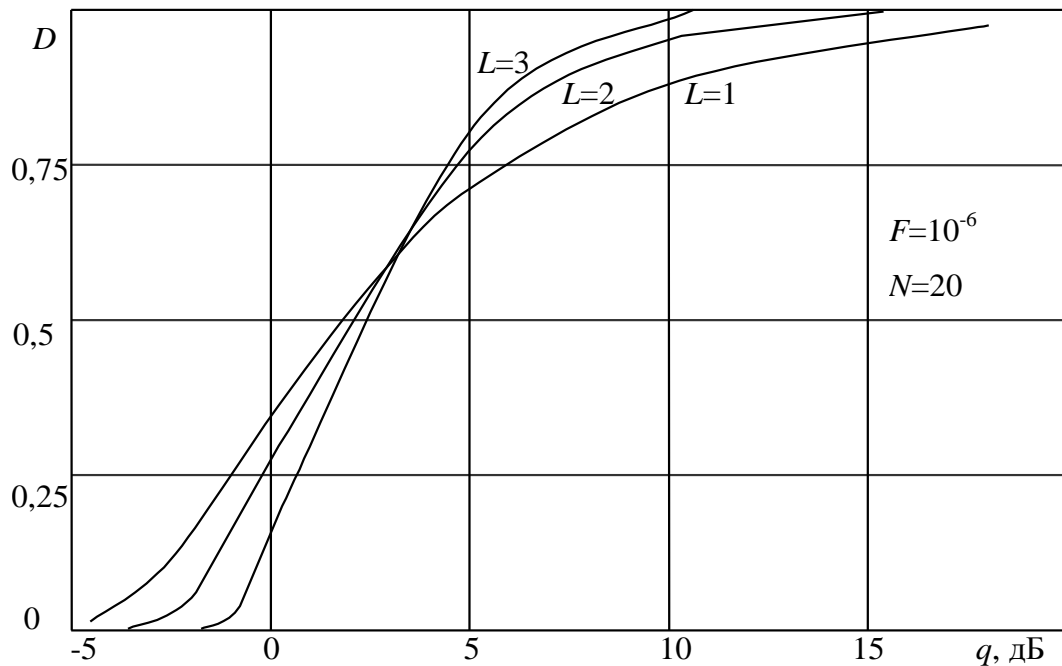


Рисунок 4.5. Характеристика виявлення квазіоптимальної багатоканальної систе-

ми

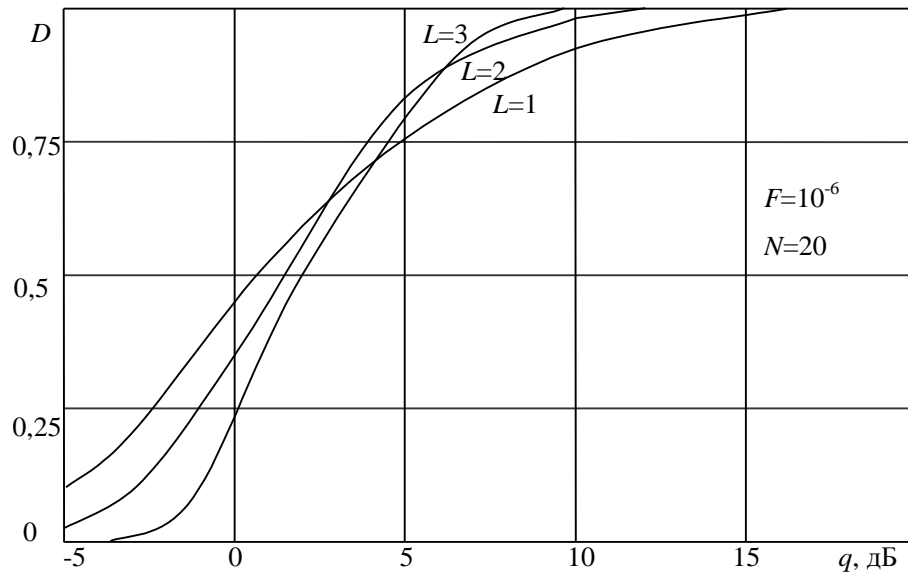


Рисунок 4.6. Характеристика виявлення системи обробки багаточастотних сигналів на основі багатоканального когерентного накопичення

На рис. 4.6 наведені характеристики виявлення системи обробки багаточастотних сигналів на основі багатоканального когерентного накопичення (4.10), які розраховані відповідно до виразу (4.11). При розрахунку показників виявлення (рис. 4.5 і 4.6) значення F і N аналогічні параметрам розрахунку оптимальних систем.

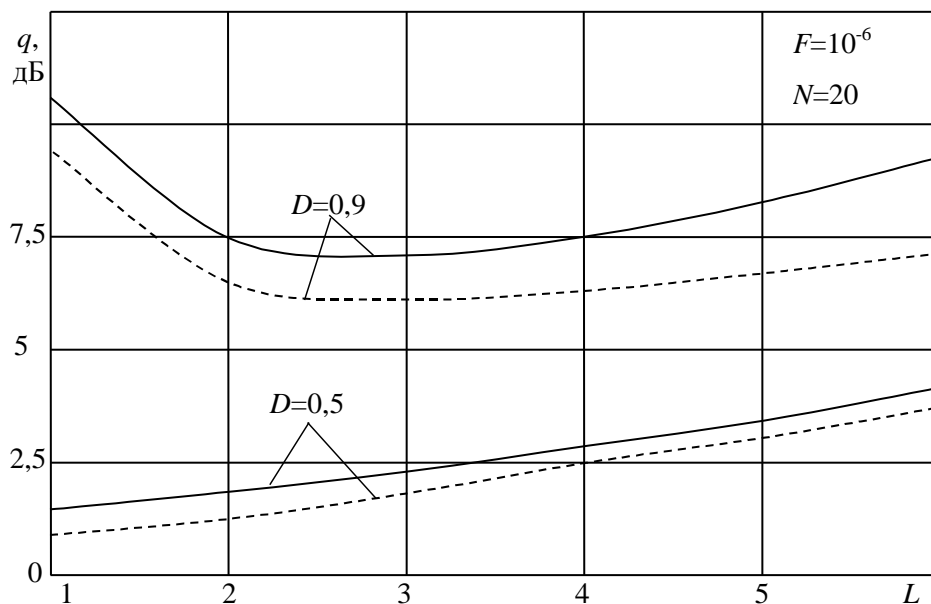


Рисунок 4.7. Характеристика залежності порогового відношення сигнал / шум для багатоканальних по доплерівській частоті систем обробки багаточастотних сигналів

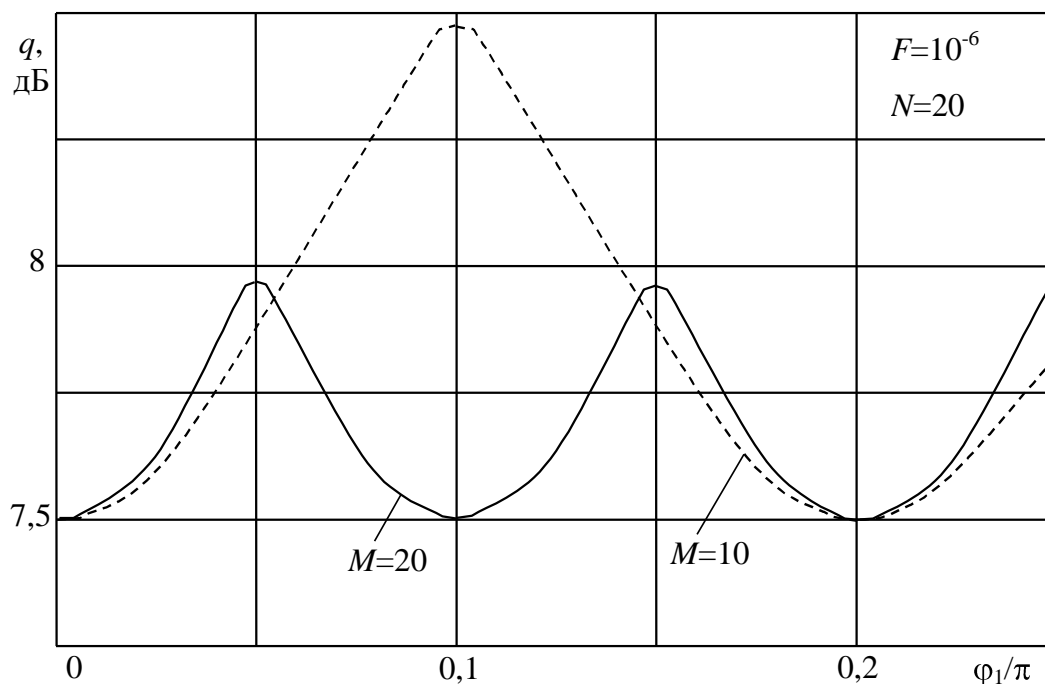


Рисунок 4.8. Характеристика залежності порогового відношення сигнал / шум від значення доплерівського зсуву фази

В області великих ймовірностей: $D > 0,5$ (рис. 4.5 і 4.6) застосування розглянутих алгоритмів у порівнянні з одночастотним повільно флуктуаційним сигналом дозволяє отримати ефект, аналогічний можливостей оптимальних систем.

На рис. 4.7 при тих же значеннях F і N наведено залежності порогового відношення сигнал / шум для багатоканальних по доплерівській частоті систем обробки багаточастотних сигналів. Суцільні лінії відповідають багаточастотним системам на основі одноканального когерентного накопичення, пунктирні - багаточастотним системам на основі багатоканального когерентного накопичення. Системи квазіоптимальної обробки багаточастотних сигналів (суцільна крива при $D=0,9$) при використанні кількості несучих частот $L=2 \div 4$ мають вигреш в пороговому відношенні сигнал / шум 3-3,5 дБ в порівнянні з обробкою одночастотного сигналу ($L=1$). У порівнянні з системою багатоканального накопичення (пунктирна крива при $D=0,9$) є незначні втрати в ефективності виявлення, які не перевищують 1 дБ при $L=1 \div 3$. При цьому технічна реалізація системи багатоканального накопичення є більш складною у порівнянні з квазіоптимальною системою обробки.

бки на основі одноканального когерентного накопичення добутків комплексно-сполучених сусідніх входних відліків [алгоритм (4.9)].

На рис. 4.8 наведені залежності порогового відношення сигнал / шум від значення доплерівського зсуву фази φ_1 в першому частотному каналі для системи квазіоптимальної обробки багаточастотного сигналу на основі алгоритму (4.9) при $L=2$, колишніх значеннях параметрів D, F, N і різній кількості доплерівських каналів M . Мінімуми кривих відповідають умові $\varphi_1 = \psi_m$. В інших випадках мають місце міжканальні втрати, які не перевищують 0,5 дБ для випадку, коли число доплерівських каналів дорівнює числу імпульсів в пачці ($M=N=20$). При цьому скорочення числа доплерівських каналів ($M=N/2=10$) в кожному частотному каналі призводить до зростання міжканальних втрат до 1 дБ.

4.2.2. Одноканальні по доплерівській частоті детектори. У другому розділі на основі методу статистичного синтезу з урахуванням реальної моделі відбитого сигналу отримані квазіоптимальні алгоритми обробки багаточастотних сигналів - адаптивні і інваріантні до доплерівських зрушень фаз φ_1 , відмінною рисою яких крім одноканального когерентного накопичення добутків комплексно-сполучених сусідніх відліків є об'єднання результатів обчислень частотних каналів на основі лінійного підсумовування. Далі розглянемо аналіз характеристик виявлення даних систем обробки багаточастотних сигналів.

Адаптивний до доплерівських зрушень фаз φ_1 алгоритм обробки багаточастотних сигналів (вираз 3.23) має вигляд:

$$u(\hat{\varphi}_1) = \sum_{l=1}^L u_l(\hat{\varphi}_1) = \sum_{l=1}^L \left(e^{-i\hat{\varphi}_1} X_l + e^{i\hat{\varphi}_1} X_l^* \right) \geq u_0. \quad (4.12)$$

Для аналізу характеристик виявлення синтезованої адаптивної системи обробки багаточастотних сигналів необхідно визначити матрицю обробки l -го частотного каналу G_1 розмірністю $N \times N$.

З огляду на те, що в процесі адаптації невідомі величини $e^{i\varphi_1}$ замінюються їх оцінками максимальної правдоподібності $e^{i\hat{\varphi}_1}$, для визначення матриці обробки G_1 необхідно провести усереднення виразу (4.12) з використанням асимптотичних властивостей оцінок максимальної правдоподібності. Використовуючи власти-

вість асимптотичної нормальності розподілу $\hat{\varphi}_l$ із середнім значенням φ_l і дисперсією $\sigma_{\varphi_l}^2$ [19], проводимо відповідні обчислення для 1-го частотного каналу:

$$u_l = \int_{-\infty}^{\infty} u_l(\hat{\varphi}_l) P(\hat{\varphi}_l) d\hat{\varphi}_l = X_l \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\varphi_l}}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-i\hat{\varphi}_l) \exp\left\{-\frac{(\hat{\varphi}_l - \varphi_l)^2}{2\sigma_{\varphi_l}^2}\right\} d\hat{\varphi}_l + \\ + X_l^* \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\varphi_l}}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(i\hat{\varphi}_l) \exp\left\{-\frac{(\hat{\varphi}_l - \varphi_l)^2}{2\sigma_{\varphi_l}^2}\right\} d\hat{\varphi}_l.$$

Для приведення даних інтегралів до табличного вигляду зробимо заміну змінних $\hat{\varphi}_l - \varphi_l = x$ і $\hat{\varphi}_l = x + \varphi_l$. З урахуванням заміни змінних і наступних перетворень вираз для u_l має вигляд:

$$u_l = e^{-i\hat{\varphi}_l} X_l \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\varphi_l}}} \int_{-\infty}^{\infty} \cos(x) \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma_{\varphi_l}^2}\right\} dx + \\ + e^{i\hat{\varphi}_l} X_l^* \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\varphi_l}}} \int_{-\infty}^{\infty} \cos(x) \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma_{\varphi_l}^2}\right\} dx.$$

Даний інтеграл зводиться до табличного вигляду, з урахуванням якого після відповідних перетворень вираз для u_l має вигляд:

$$u_l = \exp(-i\hat{\varphi}_l) \exp\left\{-\sigma_{\varphi_l}^2/2\right\} \tilde{\mathcal{X}}_l + \exp(i\hat{\varphi}_l) \exp\left\{-\sigma_{\varphi_l}^2/2\right\} \tilde{\mathcal{X}}_l^*. \quad (4.13)$$

З огляду на асимптотичну ефективність оцінки максимальної правдоподібності, для знаходження дисперсії $\sigma_{\varphi_l}^2$ застосовуємо вираз Рао-Крамера [20], відповідно до якого:

$$\sigma_{\varphi_l}^2 = -\left[\partial^2 \ln P_{\text{сш}}(\mathbf{U}_l / \varphi_l) / \partial \varphi_l^2\right]^{-1}, \quad (4.14)$$

де $P_{\text{сш}}(\mathbf{U}_l / \varphi_l)$ - щільність ймовірності вектора \mathbf{U}_l , яка визначається виразом (3.1). Для визначення дисперсії $\sigma_{\varphi_l}^2$ проведемо відповідні обчислення в вираженні (4.14). Логарифм виразу (3.1) має вигляд:

$$\ln P_{\text{сш}}(\mathbf{U}_l) \stackrel{\sim}{=} -N \ln(2\pi) - \ln \|\mathbf{R}_l\| \stackrel{\sim}{=} -\frac{1}{2} \sum_{j,k=1}^N W_{jk}^{(l)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)}, \quad (4.15)$$

$$\text{де } W_{jk}^{(l)} = (1/q_l) w_l(j,k) e^{i(j-k)\varphi_l}.$$

Двічі диференціюючи вираз (4.15) з урахуванням елементів зворотних матриць і подальшим статистичним усередненням, допускаючи, що величина

$\mathbf{R}_l = \overline{\mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^*} / 2$ і елементи її визначаються з (3.2), вираз (4.14) можна представити у вигляді:

$$\sigma_{\varphi_l}^2 = - \left[\overline{\partial^2 \ln P_{\text{сш}}(\mathbf{U}_l / \varphi_l) / \partial \varphi_l^2} \right]^{-1} = \frac{\det \mathbf{R}_l}{\text{sp}(\mathbf{B}_l \mathbf{R}_l^*)}, \quad (4.16)$$

де символом sp позначається слід матриці, елементи матриці \mathbf{B}_l визначаються як $B_{jk}^{(l)} = -(j-k)^2 A_{jk}^{(l)}$, де $A_{jk}^{(l)}$ - алгебраїчне доповнення елемента $R_{jk}^{(l)}$.

Таким чином, алгоритм обробки (4.12) з урахуванням виразу (4.13) для аналізу представлений у вигляді квадратичної форми:

$$u = \sum_{l=1}^L u_l = \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^* \mathbf{G}_l \mathbf{U}_l = \sum_{l=1}^L \sum_{jk} G_{jk}^{(l)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)} \geq u_0, \quad (4.17)$$

де \mathbf{G}_l - матриця адаптивної обробки багаточастотного сигналу в l -му частотному каналі, елементи якої визначаються співвідношенням $G_{j-1,j}^{(l)} = \exp(-i\varphi_l) \exp(-\sigma_{\varphi_l}^2 / 2)$, $G_{j,j-1}^{(l)} = \exp(i\varphi_l) \exp(-\sigma_{\varphi_l}^2 / 2)$, інакше $G_{j,k}^{(l)} = 0$, причому дисперсія $\sigma_{\varphi_l}^2$ визначається на основі виразу (4.16).

Далі для розрахунку характеристик виявлення використовуємо метод характеристичних функцій. З огляду на те, що власні значення $\lambda_j^{(l)}$, $j = \overline{1, N}$, матриць $\mathbf{R}_l \mathbf{G}_l$ $l = \overline{1, L}$, не кратні, ймовірність перевищення порога u_0 величиною u_l визначаємо на основі виразу (3.6), яке для даного випадку може бути представлено у вигляді:

$$P(u_m^{(l)} \geq u_0) = \sum_{j=1}^K \exp \left(-\frac{u_0}{\lambda_j} \right) \prod_{\substack{n=1 \\ n \neq j}}^{N \times L} \left(1 - \frac{\lambda_n}{\lambda_j} \right)^{-1}, \quad (4.18)$$

де K - число позитивних значень λ_j вектору $\lambda = \{\lambda_1, \dots, \lambda_L\}$, $\lambda_l = \{\lambda_j^{(l)}\}$.

При розрахунку ймовірності помилкової тривоги F (визначення величини порога u_0), враховуючи, що адаптивний алгоритм обробки багаточастотних сигналів на основі виразів (3.23) і (3.26) еквівалентний вирахуванню обвідної результату одноканального когерентного накопичення вхідних відліків ($|X_l|$), власні значення $\lambda_j^{(l)}$ можна розраховувати на основі матриць $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_l$, де елементи матриць \mathbf{Q}_l визначаються співвідношенням $Q_{j-1,j}^{(l)} = \exp(-i\varphi_l)$, $Q_{j,j-1}^{(l)} = \exp(i\varphi_l)$, інакше $Q_{j,k}^{(l)} = 0$, які потім підставляються у вираз (4.4). Для розрахунку ймовірності правильного виявлення D використовується вираз (4.18). При цьому власні значення $\lambda_j^{(l)}$ матриць

$R_l G_l$ розраховуються з урахуванням певних елементів матриць обробки G_l .

Алгоритм обробки багаточастотних сигналів, інваріантний в кожному частотному каналі до доплерівських зрушень фаз, має вигляд:

$$u = \sum_{l=1}^L |X_l| = \sum_{l=1}^L \left| \sum_{j=2}^N U_{j-1} \mathbf{Q}_l U_j \right| \geq u_0. \quad (4.19)$$

Для аналізу характеристик виявлення даної системи обробки багаточастотних сигналів необхідно представити вирази (4.19) у вигляді квадратичної форми:

$$u = \sum_{l=1}^L |X_l| = \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^T \mathbf{Q}_l \mathbf{U}_l \geq u_0, \quad (4.20)$$

де \mathbf{Q}_l - матриця обробки багаточастотного сигналу в l -му частотному каналі, елементи якої $Q_{j-1,j}^{(l)} = 0,5 \exp(-i\varphi_l)$, $Q_{j,j-1}^{(l)} = 0,5 \exp(i\varphi_l)$, інакше $Q_{j,k}^{(l)} = 0$.

Таким чином, для аналізу характеристик виявлення системи, інваріантної до доплерівських зрушень фаз, можна застосовувати метод характеристичних функцій. Для розрахунку ймовірностей помилкової тривоги F і правильного виявлення D використовується вираз (4.4). При цьому власні значення $\lambda_j^{(l)}$ матриць $R_l \mathbf{Q}_l$ розраховуються з урахуванням певних елементів матриць обробки \mathbf{Q}_l .

На рис. 4.9 наведені характеристики виявлення квазіоптимальних багаточастотних систем обробки, адаптивних в кожному частотному каналі до доплерівських зрушень фаз, а на рис. 4.10 - характеристики виявлення систем обробки багаточастотних сигналів, інваріантних до доплерівських зрушень фаз, які розраховані для будь-яких значень φ_l і з урахуванням спільних флуктуацій сигналу ($\rho_l(j,k)=1$). При цьому відмінність у величині порогового відношення сигнал / шум (рис. 4.9 і 4.10), в порівнянні з експоненційною функцією кореляції, при нормованій ширині спектра $\Delta f_l T \leq 0,01$, $D=0,9$ і $L>1$ не перевищує часткою децибела. При розрахунку показників виявлення значення F , N , r_2 і r_3 аналогічні параметрам розрахунку оптимальних систем.

В області великих ймовірностей $D>0,5$, (рис. 4.9 і 4.10) застосування розглянутих алгоритмів обробки багаточастотних сигналів у порівнянні з одночастотним повільно флуктуаційним сигналом дозволяє отримати ефект, аналогічний можливостям оптимальних систем.

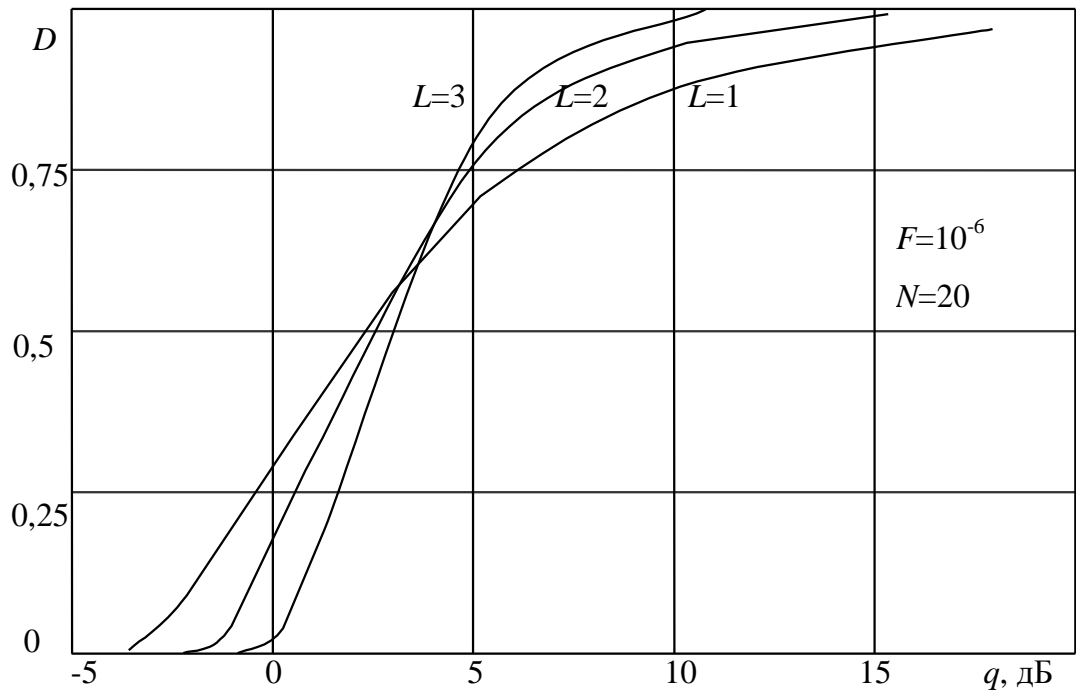


Рисунок 4.9. Характеристика виявлення квазіоптимальних багаточастотних систем обробки

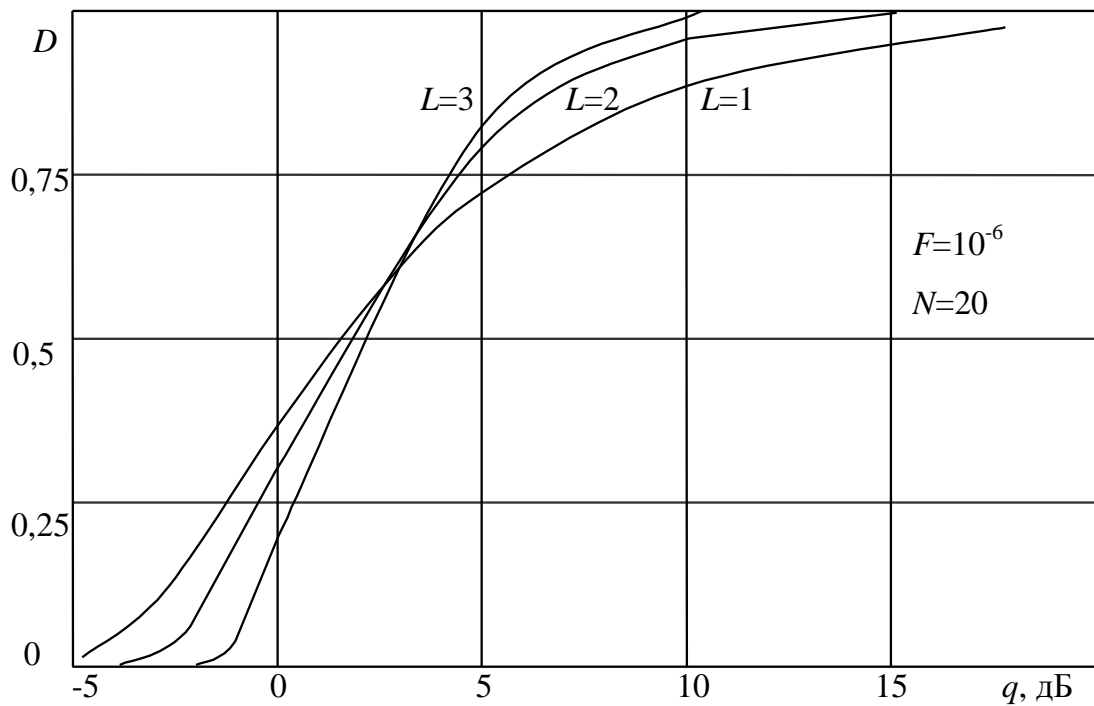


Рисунок 4.10. Характеристика виявлення систем обробки багаточастотних сигналів

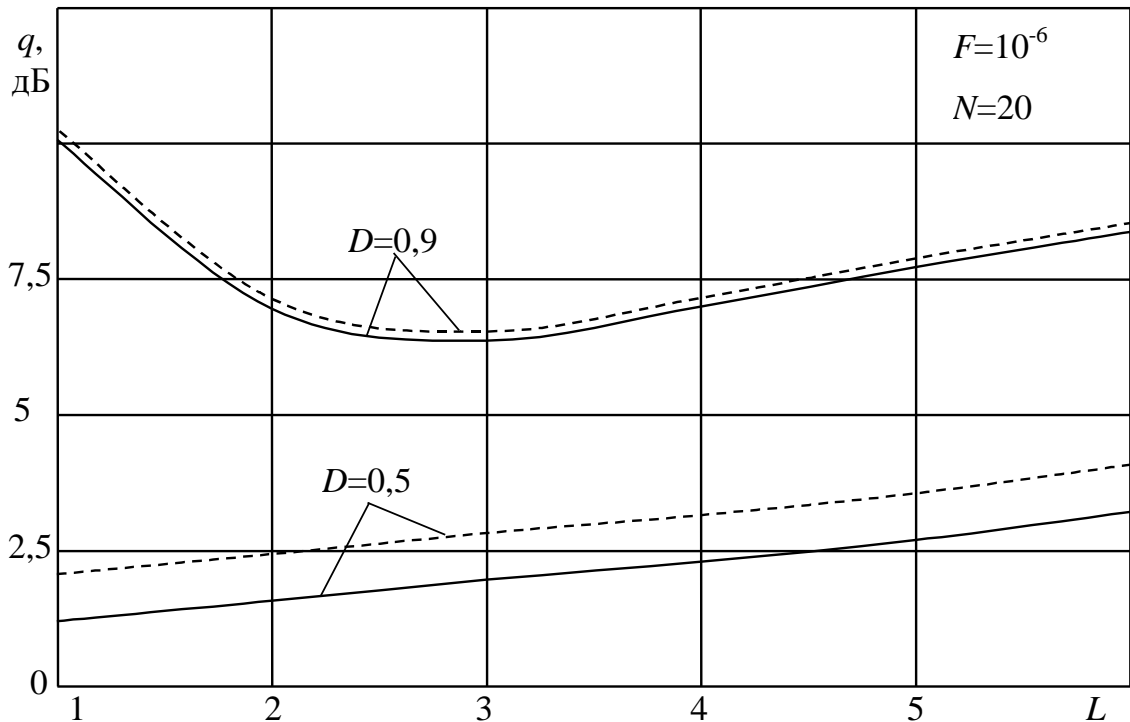


Рисунок 4.11. Характеристика залежності порогового відношення сигнал / шум від кількості використовуваних несучих частот

На рис. 4.11 для тих же значень F і N наведено залежності порогового відношення сигнал / шум від кількості використовуваних несучих частот. Суцільні лінії відповідають симетричним системам обробки на основі алгоритму (4.19), пунктирні лінії - адаптивним системам на основі алгоритму (4.12). Застосування синтезованих алгоритмів обробки багаточастотних сигналів дозволяє отримати вииграш в пороговому відношенні сигнал / шум, що дорівнює 3-3,5 дБ при $D=0,9$ і $L=2\div 4$ в порівнянні з одночастотними системами (алгоритми (4.12) і (4.19) при $L=1$). Програш у величині порогового відношення сигнал / шум для адаптивного до доплерівських зрушень фаз алгоритму обробки в порівнянні з алгоритмом (4.19) становить не більше 1 дБ при $D=0,5$ і не більше 0,1 дБ при $D=0,9$. Зменшення втрат в пороговому відношенні сигнал / шум з ростом q_1 пов'язано з тим, що величина дисперсії $\sigma_{\phi_i}^2$ в кожному частотному каналі [вираз (4.16)], яка характеризує точність вимірювання, обернено пропорційна відношенню сигнал / шум q .

Алгоритм обробки багаточастотних сигналів на основі некогерентного на-

копичення в кожному частотному каналі має вигляд:

$$u = \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^N |U_j \mathbf{Q}_l|^2 = \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^* \mathbf{Q}_l \mathbf{U}_l \geq u_0, \quad (4.21)$$

де \mathbf{Q}_l - матриця обробки багаточастотного сигналу в l -му частотному каналі, елементи якої при рівноважному накопиченні визначаються: $Q_{jk}^{(l)} = \delta_{jk}$.

Для знаходження характеристик виявлення системи обробки багаточастотних сигналів на основі некогерентного накопичення необхідно визначити власні значення $\lambda_j^{(l)}$ матриць $\mathbf{R}^{\text{III}} \mathbf{Q}_l$. У разі відсутності сигналу для власних значень матриць $\mathbf{R}^{\text{III}} \mathbf{Q}_l$ отримуємо $\lambda_j^{(l)} = \lambda = 1$, $j = \overline{1, N}$, $l = \overline{1, L}$, при цьому кратність λ дорівнює LN . У разі наявності сигналу власні значення матриць $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_l$, де елементи $R_{jk}^{(l)} = q_l e^{i\phi_{jk}^{(l)}} + \delta_{jk}$, визначаються наступним чином: $\lambda_2^{(l)} = \lambda_3^{(l)} = \dots = \lambda_N^{(l)} = \lambda_2 = 1$, $l = \overline{1, L}$, $\lambda_1^{(l)} = \lambda_1 = 1 + Nq_l$.

Скориставшись формулою (4.4), знаходимо вираз для визначення ймовірності помилкової тривоги F , яке в даному випадку має вигляд:

$$F = \exp(-u_0) \sum_{n=0}^{L \times N - 1} \frac{u_0^n}{n!}. \quad (4.22)$$

Для ймовірності правильного виявлення D з урахуванням власних значень матриць $\mathbf{R}_l \mathbf{Q}_l$ вираз (4.4) має вигляд:

$$D = F + C^{LN-1} \exp\left(\frac{-u_0}{\lambda_1}\right) \left[1 - \exp\left(\frac{-u_0}{C}\right) \sum_{m=0}^{L \times N - 1} \frac{(u_0/C)^m}{m!} \right], \quad (4.23)$$

де $C = \lambda_1 / (\lambda_1 - 1)$.

На рис. 4.12 наведені характеристики виявлення систем обробки багаточастотних сигналів на основі некогерентного накопичення в кожному частотному каналі [вираз (4.21)], розраховані відповідно до (4.22) і (4.23) для будь-яких значень доплерівських зрушень фаз ϕ_1 і з урахуванням спільних флуктуацій сигналу ($\rho_1(j,k)=1$). При розрахунку показників виявлення (рис. 4.12) значення F , N , r_2 і r_3 аналогічні параметрам розрахунку оптимальних систем. Виграш в пороговому відношенні сигнал / шум для багаточастотних систем виявлення на основі некогерентного накопичення в порівнянні з одночастотними системами виявлення [алгоритм (4.21) при $L=1$] становить 2,5 дБ при $D=0,9$ і $L=2 \div 4$.

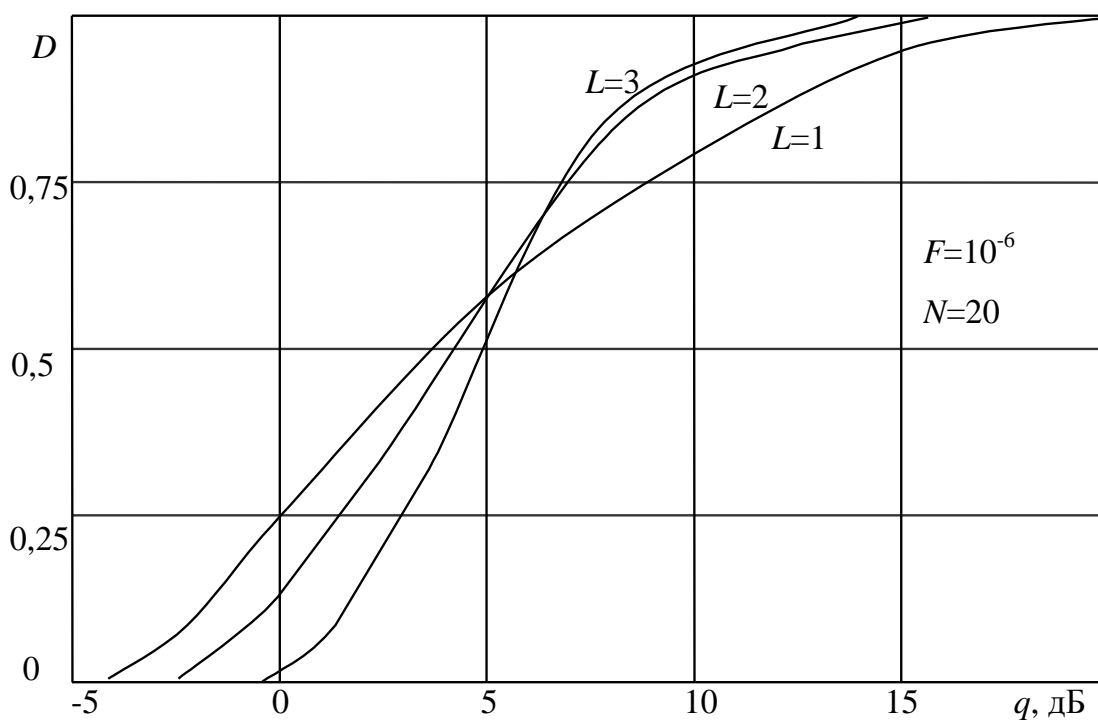
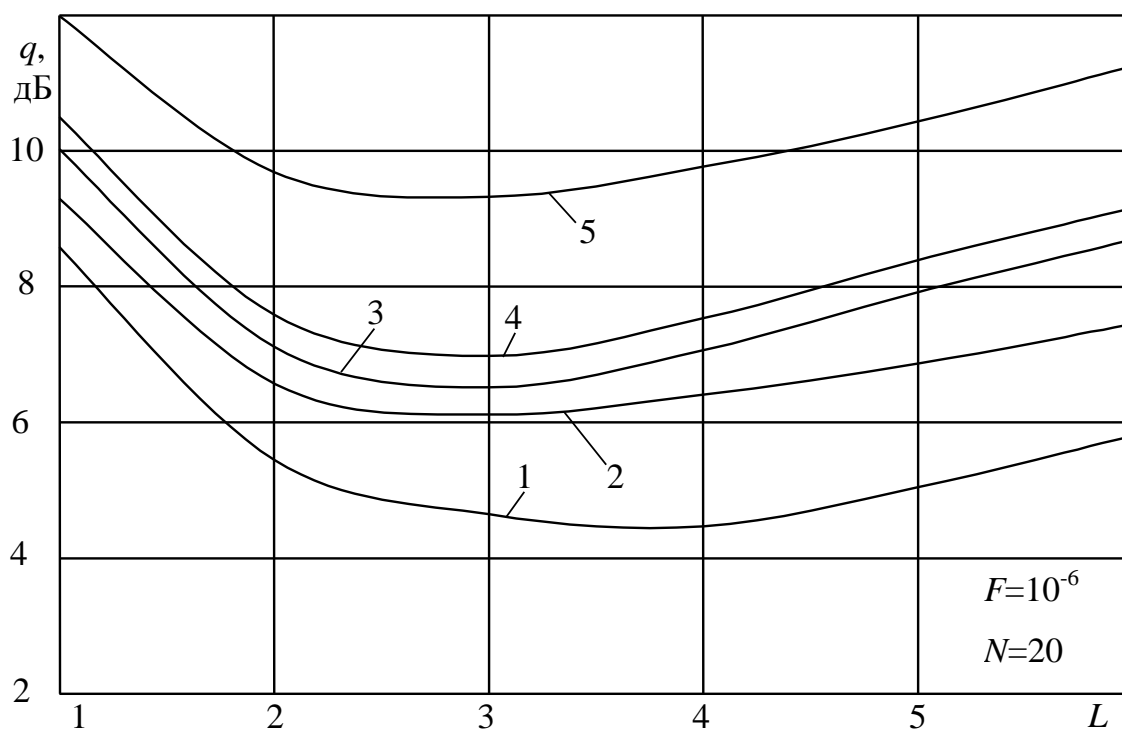


Рисунок 4.12. Показники виявлення значення F , N , r_2 і r_3

На рис. 4.13 наведені залежності порогового відношення сигнал / шум для різних систем міжперіодної обробки багаточастотних сигналів, які відповідають ймовірності правильного виявлення $D=0,9$. Залежності порогового відношення сигнал / шум $q(L)$ наведені для випадку спільних флуктуацій сигналу ($\rho_l(j,k)=1$). При цьому значення параметрів N , F і r_l аналогічні параметрам розрахунку оптимальних систем. Криві залежностей $q(L)$ (рис. 4.13) відповідають наступним междуперіодним системам обробки багаточастотних сигналів: крива 1 - оптимальним системам виявлення для випадку невідомих значень доплерівських зрушень фаз [алгоритм (4.5)] за умови $\varphi_1=\psi_m$; крива 2 - системам, багатоканальним по доплерівській частоті, на основі багатоканального когерентного накопичення [алгоритм (4.10)]; крива 3 - квазіоптимальним системам, інваріантним в кожному частотному каналі до доплерівських зрушень фаз [алгоритм (4.19)]; крива 4 - системам, багатоканальним по доплерівській частоті, на основі одноканального когерентного накопичення [алгоритм (4.9)]; крива 5 - системам виявлення на основі некогерентного накопичення [алгоритм (4.21)].

Рисунок 4.13. Криві залежностей $q(L)$

Отримані залежності $q(L)$ для розглянутих междуперіодних систем (рис. 4.13) обробки багаточастотних сигналів мають мінімуми в пороговому відношенні сигнал / шум, які відповідають оптимальному числу частотних каналів $L=2\div 4$. При цьому для розглянутих систем виявлення багаточастотних сигналів ці мінімуми зміщені в залежності від характеру обробки в частотних каналах.

Система квазіоптимальної обробки багаточастотного сигналу, інваріантна в кожному частотному каналі до доплерівських зрушень фаз φ_1 (крива 3), має вигрaш в пороговому відношенні сигнал / шум, що дорівнює 2,5 дБ при $L=2\div 4$, в порівнянні з відомою системою обробки багаточастотних сигналів на основі некогерентного накопичення (крива 5), а в порівнянні з квазіоптимальною багатоканальною по доплерівській частоті системою виявлення багаточастотних сигналів вигрaш становить не більше 0,5 дБ при $L=2\div 5$ і умови, що $\varphi_1=\psi_m$. Вигрaш незначно зростає в разі $\varphi_1\neq\psi_m$ і $M=N$. При цьому максимальне значення вигрaшу в пороговому відношенні сигнал / шум складає не більше 1 дБ.

Крива 3 в порівнянні з багатоканальної по доплерівській частоті системи виявлення багаточастотних сигналів на основі багатоканального когерентного на-

копичення (крива 2) має незначні втрати в пороговому відношенні сигнал / шум, які не перевищують 0,5 дБ при $L=2\div 5$. Однак технічна реалізація системи багатоканального когерентного накопичення в кожному частотному каналі є більш складною у порівнянні з реалізацією в кожному частотному каналі одноканального накопичення добутків комплексно-сполучених сусідніх імпульсів.

Максимальний виграш в пороговому відношенні сигнал / шум у порівнянні з Кквазіоптимальними системами обробки багаточастотних сигналів (криві 3 і 4) забезпечує оптимальна система виявлення багаточастотних сигналів (крива 1). Виграш за умови $\varphi_1 = \psi_m$ становить відповідно 1,5-2,5 дБ і 2-3 дБ при $L=2\div 4$. У разі $\varphi_1 \neq \psi_m$ при $M=N$ виграш в пороговому відношенні сигнал / шум у порівнянні з розглянутими системами (крива 3) незначно зменшується, і при цьому мінімальне значення виграшу становить не більше 1,2-2,2 дБ, а в порівнянні з кривою 4 значення виграшу в пороговому відношенні сигнал / шум практично не змінюється. У порівнянні з системою виявлення на основі некогерентного накопичення (крива 5) оптимальна система (крива 1) забезпечує виграш, рівний 4-5 дБ при $L=2\div 4$. Але в реальних умовах реалізація оптимальної системи виявлення багаточастотних сигналів навіть для випадку невідомих значень доплерівських зрушень фаз φ_1 важко переборна.

4.3. Точність вимірювання радіальної швидкості цілі

Застосування спільної обробки частотних складових, що відповідають різним несучим частотам багаточастотного сигналу, дозволяє визначати різниці доплерівських фаз сусідніх частотних каналів, що дає можливість розширити інтервал однозначного виміру радіальної швидкості цілі в разі когерентно-імпульсних сигналів високої шпаруватості.

У разі використання більше двох несучих частот ($L>2$) алгоритм середнього значення оцінки доплерівського зсуву фази, відповідного розносній частоті, має вигляд:

$$\hat{\Delta\varphi} = \arg \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^* = \arctg \left(\frac{\operatorname{Im} \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^*}{\operatorname{Re} \sum_{l=1}^{L-1} X_l X_{l+1}^*} \right), \quad (4.24)$$

який дозволяє отримати оцінку максимальної правдоподібності, що є асимптотично ефективною і розподіленою асимптотично нормально.

Для визначення точності вимірювання знайдемо дисперсію оцінки. При цьому використовуємо вираз Рао-Крамера, яке вказує нижню межу дисперсії оцінки. Тоді дисперсія оцінки максимальної правдоподібності доплерівського зсуву фази, відповідного розносній частоті,

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2 = - \left[\frac{\partial^2 \ln P_{\text{см}}(\{\mathbf{U}_l\} / \Delta\varphi)}{\partial \Delta\varphi^2} \right]^{-1}, \quad (4.25)$$

де $P_{\text{см}}(\{\mathbf{U}_l\} / \Delta\varphi)$ - спільна щільність ймовірності сукупності векторів $\{\mathbf{U}_l\}$, яка за умови статистичної незалежності частотних складових багаточастотного сигналу визначається виразом (3.8). Для визначення дисперсії $\sigma_{\Delta\varphi}^2$ проведемо відповідні обчислення в вираженні (4.24). Логарифм виразу (3.8) має вигляд:

$$\ln P_{\text{см}}(\{\mathbf{U}_l\}) = -NL \ln(2\pi) - \ln \left(\prod_{l=1}^L \det \mathbf{R}_l \right) - \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \sum_{j,k=1}^N W_{jk}^{(l)} U_j^{(l)*} U_k^{(l)}$$

де $W_{jk}^{(l)} = (1/q_l) w_l(j,k) e^{i(j-k)\varphi_l}$. Для подальших обчислень врахуємо, що $\varphi_1 = \varphi_2 + \Delta\varphi$ і $\varphi_l = \varphi_{l-1} - \Delta\varphi$.

Тоді вираз (4.25) для дисперсії оцінки максимальної правдоподібності середнього доплерівського зсуву фази, відповідного розносній частоті, можна представити у вигляді:

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2 = - \left[\frac{\partial^2 \ln P_{\text{см}}(\{\mathbf{U}_l\} / \Delta\varphi)}{\partial \Delta\varphi^2} \right]^{-1} = \left[\sum_{l=1}^L \frac{\operatorname{sp}(\mathbf{B}_l \mathbf{R}_l^*)}{\det \mathbf{R}_l} \right]^{-1}. \quad (4.26)$$

На рис. 4.14 наведені залежності середньоквадратичних величин $\sigma_{\Delta\varphi}$ від відношення сигнал / шум, які розраховані відповідно до вираження (4.26) для різних значень L і характеризують точність вимірювання при використанні алгоритму (4.24). Розрахунки проведені для випадку спільних флуктуацій сигналу ($\rho_l(j,k)=1$). При цьому значення параметрів N і q_l аналогічні параметрам розрахунку оптимальних систем. Застосування багаточастотного сигналу, що складається з статистично незалежних частотних складових, при $L \geq 3$ дозволяє не тільки однозначно ви-

мірювати радіальну швидкість цілі в усьому діапазоні швидкостей, але і дозволяє в порівнянні з двочастотним сигналом, як видно з порівняння наведених залежностей, істотно підвищити точність вимірювання навіть при порівняно низькому відношенні сигнал / шум: $q < 0$.

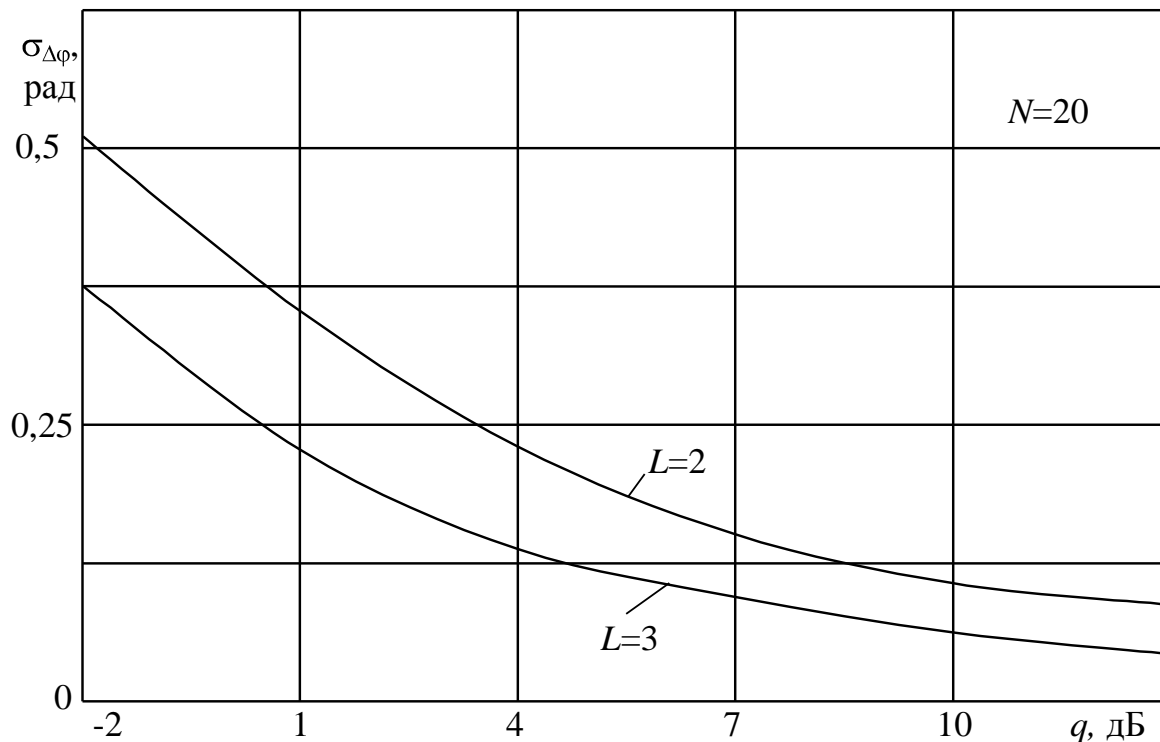


Рисунок 4.14. Залежності середньоквадратичних величин $\sigma_{\Delta\phi}$ від відношення сигнал / шум

При $q=0$ середньоквадратична помилка вимірювання зменшується для $L=3$ в 1,6 рази в порівнянні з двучастотним сигналом ($L=2$) при $q=10$, що відповідає для розглянутих систем виявлення-вимірювання багаточастотних сигналів (рис. 4.9 і 4.10) ймовірності правильного виявлення $D > 0,9$, середньоквадратична помилка вимірювання також зменшується $L=3$ в 2 рази в порівнянні з двучастотним сигналом ($L=2$).

На рис. 4.15 наведені залежності середньоквадратичних величин $\sigma_{\Delta\phi}$ від відношення сигнал / шум, розраховані для випадку спільних флуктуацій сигналу ($\rho_1(j,k)=1$) при різних значеннях кількості імпульсів в пачці N . Причому значення параметрів r_1 аналогічні параметрам розрахунку оптимальних систем. Суцільні лі-

нії відповідають $N=10$, пунктирні - $N=20$. Зменшення кількості оброблюваних імпульсів в кожній пачці частотної складової багаточастотного сигналу призводить до зростання середньоквадратичної помилки вимірювання в 1,3 рази для двухчастотного сигналу ($L=2$) і в 1,2 рази при використанні трьох несучих частот ($L=3$). Тому для збільшення точності вимірювання при низькому відношенні сигнал / шум необхідно збільшувати кількість імпульсів в пачці (N).

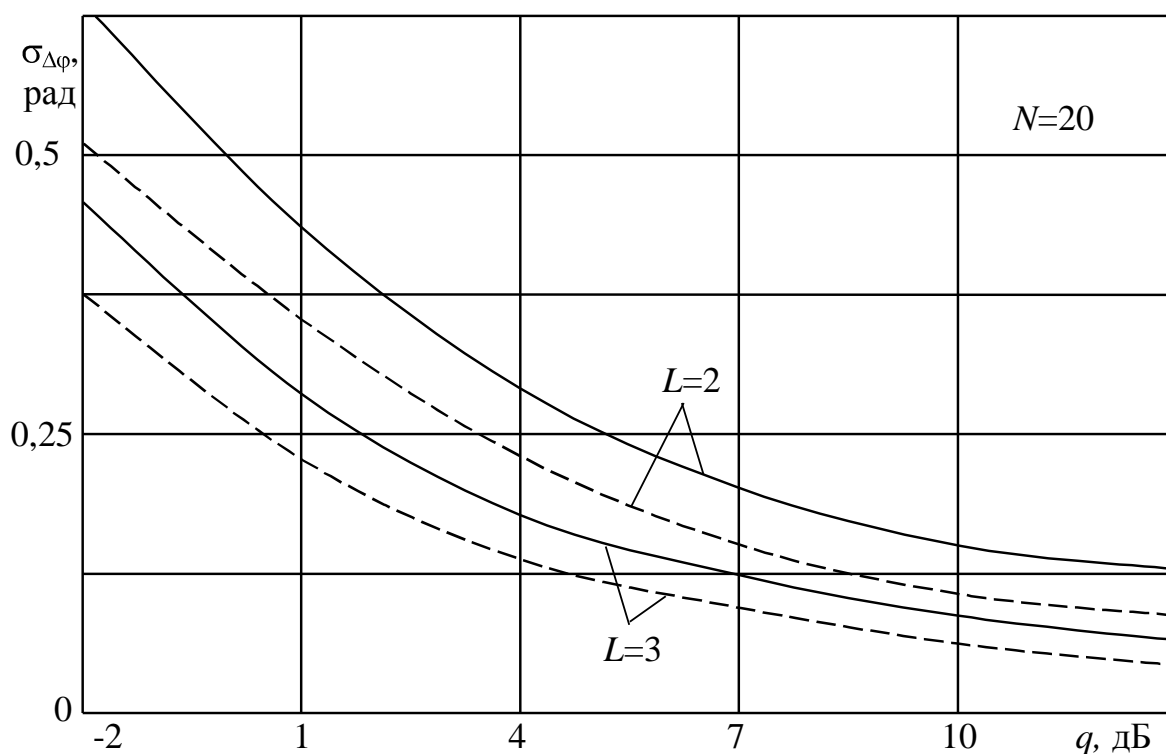


Рисунок 4.15. Залежності середньоквадратичних величин $\sigma_{\Delta\varphi}$ від відношення сигнал / шум

На рис. 4.16 наведені залежності середньоквадратичних величин $\sigma_{\Delta\varphi}(L)$ від кількості несучих частот (частотних каналів), розраховані для відношення сигнал / шум $q=5$ дБ, що відповідає для розглянутих детекторів-вимірювачів ймовірності правильного виявлення $D>0,75$. Наведена залежність дозволяє за мінімальним значенням середньоквадратичного відхилення визначити оптимальне число частотних каналів, яке для розглянутого випадку відповідає $L=4\div5$. Подальше збільшення кількості несучих частот L в алгоритмі однозначного виміру радіальної швидкості (4.24) приводить до різкого зменшення значень доданків у виразі для

дисперсії оцінки (4.26), що пов'язано з дробленням випромінюваної потужності між частотними каналами. Крім того, при збільшенні кількості використовуваних частот, як впливає з аналізу характеристик виявлення, зростає порогове відношення сигнал / шум при рівномірному розподілі потужності між частотними каналами.

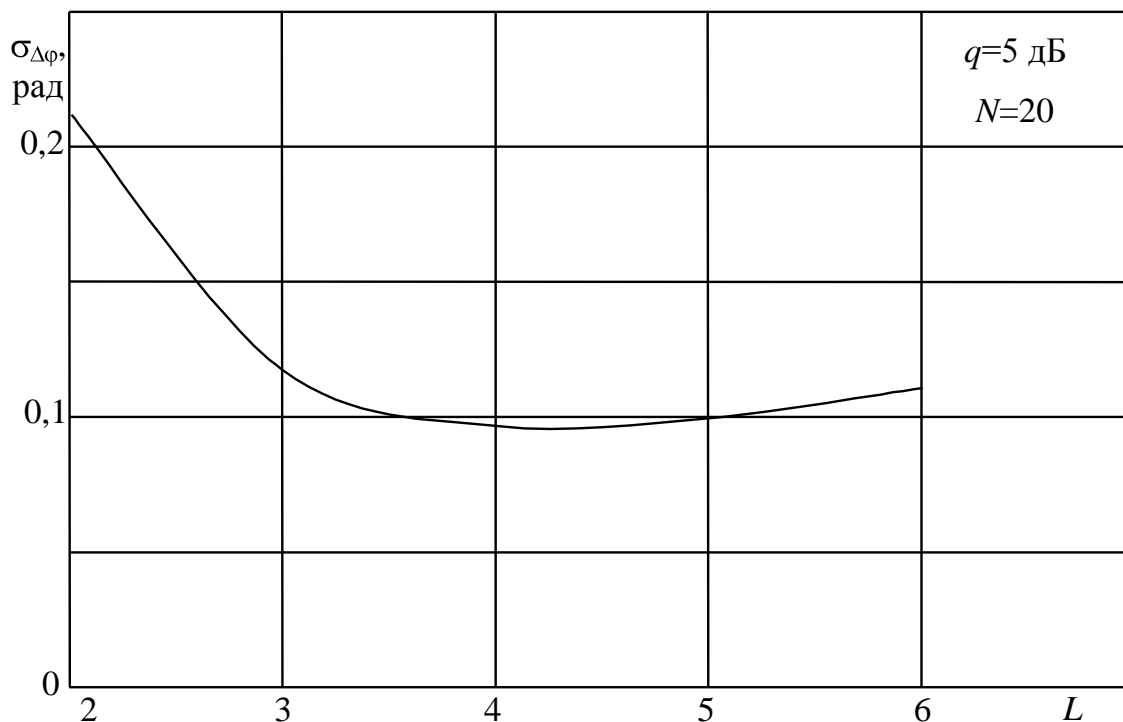


Рисунок 4.16. Залежності середньоквадратичних величин $\sigma_{\Delta\phi}(L)$ від кількості несучих частот

В цьому розділі проведені аналіз ефективності синтезованих алгоритмів обробки багаточастотних сигналів, а також аналіз точності вимірювання синтезованого алгоритму однозначної оцінки радіальної швидкості цілі. В якості методу аналізу ефективності використовувався узагальнений на випадок багаточастотних систем метод характеристичних функцій, зокрема метод власних значень, застосування якого дозволяє точно розрахувати характеристики виявлення синтезованих алгоритмів. Отримані формули дозволяють провести точний аналіз ефективності для різних систем обробки багаточастотних сигналів: оптимальних, багатоканальних по доплерівській частоті, квазіоптимальних і систем з некогерентним накопиченням.

Як характеристики точності вимірювання синтезованого алгоритму оцінки радіальної швидкості цілі використана дисперсія оцінки, для розрахунку якої застосовувався вираз Рао-Крамера, який вказує нижню межу дисперсії оцінки. При цьому застосування багаточастотних сигналів ($L > 2$) крім розширення діапазону однозначно вимірюваних швидкостей цілі дозволяє істотно підвищити точність вимірювання радіальної швидкості.

4.4. Висновок до розділу 4

В данному розділі розглядався аналіз ефективності синтезованих систем обробки багаточастотних сигналів на основі методу характеристичних функцій, зокрема методу власних значень, застосування якого дозволяє точно розрахувати характеристики виявлення систем обробки. Крім того, розглядається аналіз точності вимірювання радіальної швидкості цілі, яка характеризується дисперсією оцінки, яка визначається на основі виразу Рао-Крамера.

РОЗДІЛ 5

РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ БАГАТОЧАСТОТНОГО РАДІОЛОКАЦІЙНОГО СИГНАЛУ З МЕТОЮ ПІДВИЩЕННЯ ЙОГО ЕФЕКТИВНОСТІ

В процесі проектування і експлуатації систем по виявленню радіолокаційних сигналів одна з найбільш важливих проблем полягає у виділенні сигналів цілей, що переміщаються, на тлі пасивних перешкод [21], які у вигляді віддзеркалень, що заважають, від що нерухомих об'єктів або повільно переміщаються (гідрометеорів (снігу, граду, дощу, хмар), місцевих предметів, металізованих відбивачів, які скидаються для маскуванню мети та ін.) помітно перешкоджають нормальному функціонуванню радіолокаційних систем [22]. Інтенсивність таких перешкод може бути істотно вище рівня власних шумів приймача, що може привести до перевантажень приймального тракту («засліплення» радіолокатора) і, в кінцевому підсумку до втрати корисних сигналів. Втім, навіть коли перевантаження відсутні, корисний сигнал не завжди можна виявити на тлі віддзеркалень, що інтенсивно заважають [23].

Ефективне виявлення рухомих цілей істотно ускладняється апріорною невизначеністю кореляційних характеристик пасивних перешкод. Основа подолання апріорної невизначеності полягає в адаптації систем по виявленню до параметрів пасивних перешкод [24, 25]. Адаптацією систем виявлення передбачається попередня оптимізація їх вузлів, наприклад, режекторних фільтрів (РФ), залежно від кореляційних характеристик завади. Найпоширеніший спосіб синтезу адаптивних режекторних фільтрів вважається вибором вектору вагових коефіцієнтів режекторних фільтрів з енергетичним критерієм, який представляє собою максимум усередненого по режекторній фазі сигналу виграшу щодо сигнал / перешкода [24]. Втім, такий усереднений виграш як правило, не буде еквівалентним усередненого по доплерівській фазі сигналу ймовірності точного виявлення, яка найбільш повно може охарактеризувати ефективність виділення корисних сигналів [23]. З цієї причини, не завжди енергетичний критерій оптимізації приводить до найкращих

за критерієм Неймана-Пірсона параметрам режекторних фільтрів. Нижче буде розглянуто спосіб оптимізації систем виявлення, які здійснюють когерентне режектування перешкод з подальшим некогерентним або когерентним накопиченням залишків режектування, згідно імовірнісним характеристикам.

5.1. Імовірнісні характеристики систем виявлення

Оптимізацією системи по виявленню згідно з критерієм Неймана-Пірсона передбачається максимізація ймовірності точного виявлення D . Середню ймовірність виявлення при рівномірно розподіленій і невідомій в інтервалі однозначності $[-\pi, \pi]$ величиною доплерівського зсуву фази сигналу φ за час повторення T зондируючих імпульсів можна визначити за допомогою усередненої залежності ймовірності точного виявлення D від вхідного співвідношення сигнал / перешкода q :

$$D(q) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} D(q, \varphi) d\varphi = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} D(q, \varphi) d\varphi. \quad (5.1)$$

Необхідно конкретизувати вираз характеристик виявлення $D(q)$ за допомогою визначення функціональної залежності ймовірності D від вхідних даних і параметрів системи. Для систем, що здійснюють когерентне режектування перешкоди і подальше когерентне накопичення сигналів при ймовірності помилкової тривоги F вважається справедливим відоме співвідношення [26]:

$$D(q, \varphi) = F^{\frac{1}{1+q\mu(\varphi)}} = e^{\frac{\ln F}{1+q\mu(\varphi)}}.$$

Виграш в співвідношенні сигнал / перешкода буде:

$$\mu(\varphi) = W^{*T} R_c(\varphi) W / W^{*T} (R_n + \lambda I) W,$$

де W - вважається N -мірним вектором обробки системи, компоненти якого

$W_k = \sum_{l=0}^k g_{k-l} h_l e^{i(k-l)\psi}$; а N - об'ємом оброблюваної вибірки; g_{k-l} - ваговими коефіцієнтами

РФ; h_l і $(k-l)\psi$ - модулями і аргументами вагових коефіцієнтів накопичувача; $R_c(\varphi)$ і R_n - кореляційними матрицями сигналу і перешкоди відповідно; I - оди-

ничною матрицею; λ - співвідношенням власний шум / пасивна перешкода на вході системи.

У доплерівському діапазоні $[-\pi, \pi]$ виділення сигналів досягається за допомогою його перекриття комплексом каналів накопичення, кількість яких, з огляду на виключення перехідного процесу в режекторних фільтрах порядку m як правило, надається перевага рівним $N-m$, а середнє значення і ширина смуги пропускання кожного з каналів визначаються відповідно за допомогою величин $\psi_j = 2\pi j / (N-m) - \pi$ і $\Delta\psi = 2\pi / (N-m)$. З огляду на аналогічне (5.1) усереднення в рамках смуги пропускання кожного з каналів і в цілому по каналах середня ймовірність складе

$$D(q) = \frac{1}{(N-m)\Delta\psi} \sum_{j=1}^{N-m} \int_{\psi_j - \Delta\psi/2}^{\psi_j + \Delta\psi/2} e^{\frac{\ln F}{1+q\mu_j(\phi)}} d\phi,$$

Середня ймовірність розраховується підстановкою в формулу виграшів $\mu_j(\phi)$, значень вагових коефіцієнтів режекторного фільтрів g_k , матриць $R_C(\phi)$ і R_Π , вагових коефіцієнтів накопичувача залежно від величини λ і номера каналу j .

Для систем, що здійснюють когерентне режектурування і подальше некогерентне накопичення, алгоритм виявлення можна описати квадратичною формою, яка призводить до вирішальної статистики

$$v = U^{*T} Q U \geq v_0,$$

де $U = \{U_j\}^T$ - вважається N -мірним вектором-стовпцем вхідних даних, а $Q = G G^T$ - матрицею оброблення системи виявлення, утвореної матрицею режекції G трикутної форми з компонентами $G_{jk} = g_{j-k}$ при $0 \leq j-k \leq m$ і $G_{jk} = 0$ при $j-k > m$ і $j-k < 0$, v_0 - пороговим рівнем виявлення.

Щоб визначити ймовірні характеристики системи виявлення потрібно знайти розподіл вирішальної статистики v , для чого скористаємося універсальною методикою аналізу на основі методу характеристичних функцій [27]. Визначити характеристичну функцію величини v при гауссовській спільній щільності ймовірності вектору U можна так:

$$\Theta_v(it) = \overline{\exp(itv)} = \det(I - 2itRQ)^{-1},$$

де R - вважається кореляційною матрицею вектору U .

Шукану щільність ймовірності статистики v знаходимо перетворенням Фур'є даної характеристичної функції:

$$p(v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Theta_v(it) \exp(-itv) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-itv)}{\det(I - 2itRQ)} dt. \quad (5.2)$$

Щоб привести визначник $\det(I - 2itRQ)$ в підінтегральному вираженні до необхідного для інтеграції виду можна використовувати спосіб сліду і спосіб власних значень [27]. Спосіб сліду надає можливість внаслідок перетворення характеристичної функції визначити кумулянти розподілу $p(v)$, які є пропорційними величинам $\text{sp}(RQ)^s$, де символом sp позначається слід матриці, під яким мається на увазі сума діагональних компонентів матриці. Тепер шукану щільність ймовірності можна уявити як розкладання в ряд по ортогональних поліномам, наприклад, як ряд Еджворта. Коефіцієнти розкладання ряду Еджворта виражаються кумулянтами розподілу. При цьому процедура розрахунку вважається алгоритмічно однозначною, проте в принципі наближеною, приводячи до значних похибок при малих ймовірностях помилкової тривоги.

Щоб отримати точні розрахункові співвідношення слід використовувати спосіб власних значень, який дозволяє представити характеристичну функцію таким чином [27].

$$\Theta_v(it) = \prod_{j=1}^N (1 - 2it\alpha_j)^{-1}, \quad (5.3)$$

де α_j - вважається власними значеннями матриці RQ .

Інтегруванням в співвідношенні (5.2) із застосуванням способу відрахувань і з огляду на вираз (5.3) визначається щільність ймовірності $p(v)$, по якій можна визначити шукану ймовірність перевищення порогового рівня v_0 статистикою v :

$$P(v \geq v_0) = \int_{v_0}^{\infty} p(v) dv = \sum_{j=1}^L \exp\left(-\frac{v_0}{\alpha_j}\right) \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^N \left(1 - \frac{\alpha_k}{\alpha_j}\right)^{-1}, \quad (5.4)$$

де L - вважається числом різних позитивних власних значень матриці RQ .

Застосування в вираженні (5.4) власних значень матриці $RQ = (R_{\pi} + \lambda I)Q$ дозволить обчислити вірогідність помилкової тривоги F , а застосовуючи власні зна-

чення матриці $RQ=R_{\text{сп}}(\phi)Q=[qR_c(\phi)+R_{\text{п}}+\lambda I]Q$ можна визначити ймовірність точного виявлення $D(q, \phi)$. Визначити усереднену за величиною ϕ в доплерівському інтервалі однозначності $[-\pi, \pi]$ ймовірність точного виявлення $D(q)$ можна відповідно до виразу (5.1).

Параметри режекторних фільтрів за ймовірнісним критерієм подібно роботі [24] визначимо залежно від кореляційної матриці перешкоди $R_{\text{п}}$, компоненти якої $R_{jk}^n = \rho_{jk}^n = \rho_{jk}$.

5.2. Процес оптимізації

Завданням оптимізації системи виявлення при заданому відношенні q_0 та фіксованій ймовірності F вважається визначення дійсного вектору $g=\{gk\}^{m+1}$ згідно з критерієм

$$D(q, \rho_{jk}) \rightarrow \max_g |_{q=q_0}, \quad (5.5)$$

а при заданій ймовірності D_0 згідно з критерієм

$$q(D, \rho_{jk}) \rightarrow \min_g |_{D=D_0}, \quad (5.6)$$

які надають можливість встановлення зв'язку оптимального вектору g з параметрами перешкоди. Так як функціонали $D(\cdot)$ і $q(\cdot)$ в явному вигляді недифференціюємі і визначення оптимального вектору g за допомогою аналітичних методів неможливо, то слід використовувати методи нелінійного програмування [28]. Ітераційна процедура на k -тому етапі пошуку в разі застосування квазіньютонівського методу набуде вигляду

$$q^{(k)} = q^{(k-1)} - \nabla \Phi(g^{(k-1)}) \nabla^2 \Phi(g^{(k-1)}), \quad (5.7)$$

де ∇ - вважається оператором градієнта; а $\Phi(g^{(k-1)})$ - цільовою функцією, в якості якої мається на увазі функціонал $D(\cdot)$ і $q(\cdot)$.

У загальному випадку процедура (5.7) допомагає визначити локальні екстремуми (5.5) або (5.6). Щоб забезпечити відповідність завдання нелінійного програмування до головного екстремуму необхідно ввести обмеження на рівностоячі

відліки $X_n = x_n e^{i\theta_n}$ ($n = \overline{1, m+1}$) частотної характеристики режекторних фільтрів, вважаючи лінійної фазову характеристику θ_n , а амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) за межами смуги режекції монотонну. З огляду на симетрію АЧХ в діапазоні однозначності кількість l варійованих відліків буде дорівнювати $(m-1)/2$ для непарного m і $m/2$ для парного.

Застосування в якості незалежних змінних ітераційного процесу оптимізації l частотних відліків x_n надасть можливість, усунувши небажані деформації АЧХ РФ (властиві більшості локальних екстремумів), отримання унімодального характеру цільової функції і досягнення збіжності рішення до головного екстремуму. Критерій оптимізації вектору $x = \{x_n\}^l$ матиме вигляд

$$D(q, \rho_{jk}) \rightarrow \max_x |_{q=q_0}, \text{ або } q(D, \rho_{jk}) \rightarrow \min_x |_{D=D_0}, \quad (5.8)$$

а зворотним дискретним перетворенням Фур'є $m+1$ рівновіддалених відліків амплітудно-частотної характеристики режекторних фільтрів визначаються його вагові коефіцієнти.

$$g_k = \sum_{j=0}^m x_j e^{i\theta_j} e^{i2\pi jk/(m+1)}.$$

Рішенням задачі оптимізації (5.8) внаслідок використання до вектору x аналогічної (5.7) процедури надається можливість встановлення відповідності між параметрами перешкоди і оптимальним вектором g . Ґрунтуючись на даних залежностях можна розрахувати сукупність значень вектору g . При адаптації системи виявлення встановлюються оцінки коефіцієнтів кореляції ρ_{jk} , що використовуються з метою класифікації обстановки перешкод за допомогою їх ідентифікації в апіорном просторі характеристик перешкод з подальшим вибором розрахованого попередньо оптимального вектору g .

5.3. Числові підсумки оптимізації

Розглянемо підсумки оптимізації системи, що здійснює когерентне режектування і подальше некогерентне накопичення за імовірнісним критерієм і про-

ведемо їх порівняння з аналогічними результатами, відповідними оптимізації режекторних фільтрів згідно енергетичного критерію. Припускаємо, що сигнал флукутує разом ($\rho_{jk}^c = 1$), оминає коефіцієнти кореляції перешкоди аппроксимируючої гауссовської кривої $\rho_{jk} = \exp\{-[\pi(j-k)\beta]^2/2,8\}$ при встановленій ширині спектра $\beta = \Delta f T = 0,05$, $N = 10$, $\lambda = 10^{-4}$ дБ, $F = 10^{-3}$ і $D_0 = 0,8$. При розрахунках варіювався порядок режекторних фільтрів m , який пов'язаний з порядком накопичувача при $N = \text{const}$.

Числові підсумки показали, що для систем з режекторними фільтрами малого порядку ($m=2;3$) співвідносні критерії оптимізації призводять до схожих значень вагових коефіцієнтів режекторних фільтрів, а результуюча ефективність систем вважається майже рівноцінною, що свідчить про правомірність застосування енергетичного критерія оптимізації в даному випадку [24]. Втім, у разі збільшення порядку режекторних фільтрів ($m \geq 4$) з'являються додаткові рівні для вільного формування АЧХ режекторних фільтрів, що надають можливість оптимізації його коефіцієнтів за імовірнісним критерієм і призводять до важливих відмінностей їх величин і підсумкової ефективності.

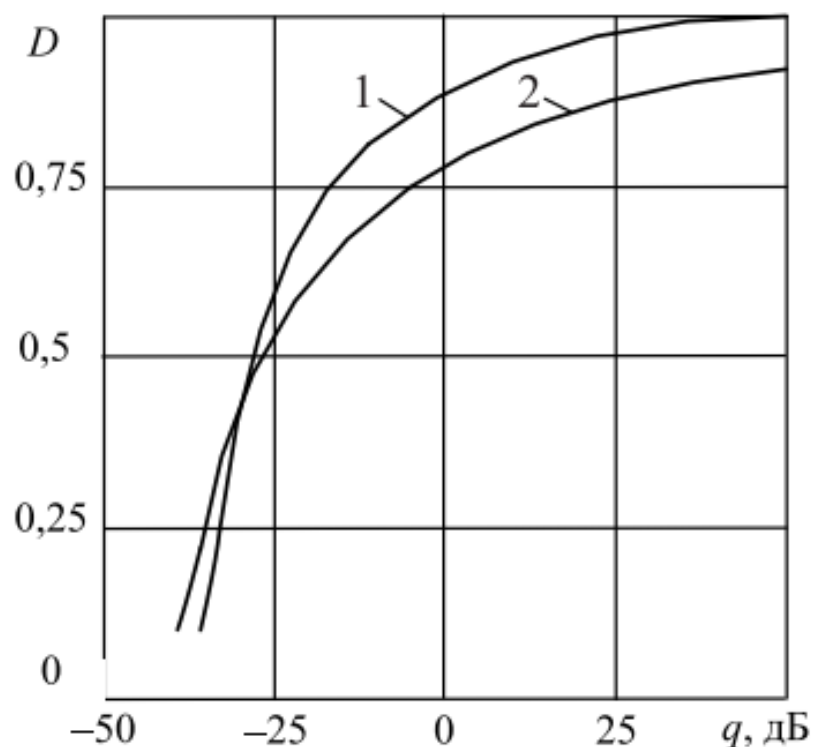


Рис. 5.1. Характеристики виявлення системи

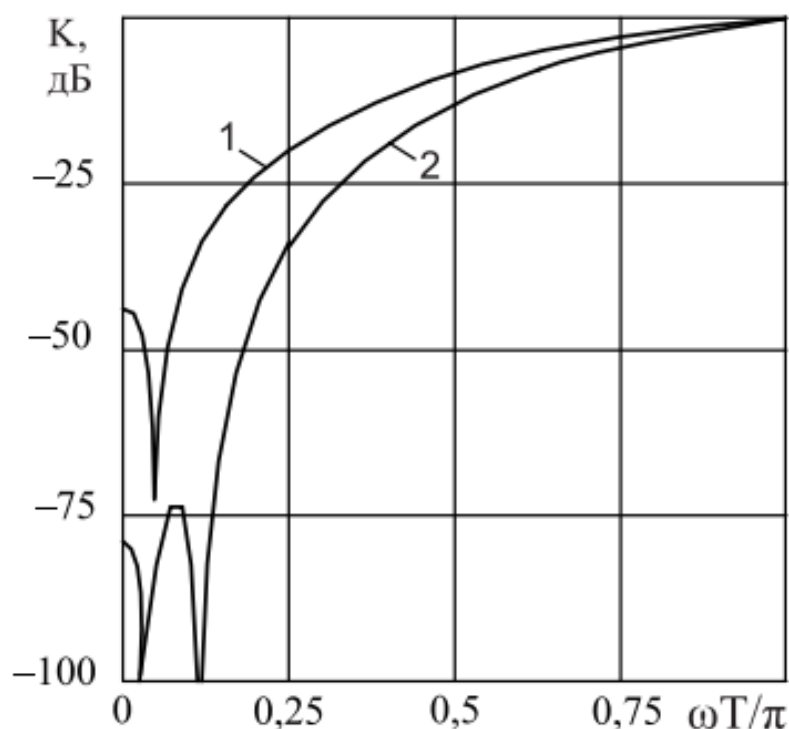


Рис. 5.2. АЧХ режекторних фільтрів

У табл. 5.1 зведені значення коефіцієнтів g_k для $m=4$ і 5. Характеристики виявлення системи, які відповідають оптимізації по 2-м критеріям, і АЧХ режекторних фільтрів, що вважаються дискретним перетворенням Фур'є внесених в табл. 1 коефіцієнтів g_k , при $m=4$ показані на рис. 5.1 і 5.2 відповідно (імовірнісному критерію відповідають криві 1, а енергетичному - криві 2). Можна побачити, що виграш в пороговому співвідношенні сигнал / перешкода q в результаті оптимізації параметрів режекторних фільтрів згідно з критерієм (8) при $D=0,8$ складе 14 дБ (для $m=5$ —24 дБ).

Таблица 5.1. Вагові коефіцієнти режекторних фільтрів

		g_k	
m	k	енергетичний критерій	імовірнісний критерій
4	0; 4	1	1
	1; 3	-3, 89698	-17, 37016
	2	5, 79484	32, 32044
5	0; 5	± 1	± 1
	1; 4	$\mp 4, 82924$	$\pm 3, 23276$
	2; 3	$\pm 9, 49212$	$\mp 13, 93103$

Дані виграші можна пояснити особливостями АЧХ режекторних фільтрів. При використанні енергетичного критерію можна досягти граничного придушення корельованого компонента перешкоди, рівня залишків якої на виході режекторних фільтрів при аналізованих параметрах m і λ виявиться істотно нижче рівня некорельованого компонента. Звуження смуги пропускання амплітудно-частотних характеристик, яке при цьому спостерігається, призводить до втрат в ефективності виділення доплерівських сигналів і, отже, в пороговому співвідношенні q . Підбір вагових коефіцієнтів відповідно до імовірнісного критерія сприяє пригніченню корельованого компонента перешкоди до рівня некорельованого шуму при гранично можливій ширині смуги пропускання доплерівських частот, що визначає підсумкові виграші в пороговому співвідношенні сигнал / перешкода.

Збільшення порядку режекторних фільтрів дозволяє підвищити можливість формування амплітудно-частотних характеристик, але в той же час призводить до зменшення порядку накопичувача і його внеску в збільшення ефективності системи. Є оптимальне співвідношення між порядками режекторних фільтрів і накопичувача, при якому можлива реалізація граничної ефективності системи, що при апріорній невизначеності передбачає спільно з адаптацією параметрів режекторних фільтрів перебудови структури системи в цілому. Значення $m_{\text{опт}}$ знаходяться в залежності від величини λ . Наприклад, для аналізованих параметрів і $\lambda=10^{-6}$ — $m_{\text{опт}}=6$, а для $\lambda=10^{-8}$ — $m_{\text{опт}}=7$.

5.3. Висновок до розділу 5

У розділі розглядалася оптимізація систем по виявленню сигналів цілей, що переміщаються, на тлі пасивних перешкод. Був запропонований спосіб оптимізації систем, що здійснюють когерентне режектування з подальшим некогерентним або когерентним накопиченням, згідно імовірнісному критерію. Також було встановлено, що запропонований спосіб оптимізації систем виявлення згідно імовірнісного критерія надає можливість отримання істотних виграшів в ефективності ви-

явлення сигналів в порівнянні з оптимізацією згідно енергетичного критерію і реалізації граничного для аналізованого класу систем ефективність, що при апріорній невизначеності передбачає адаптивну перебудову параметрів і структури системи.

РОЗДІЛ 6

СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

6.1 Опис програмного забезпечення для моделювання радіочастотних сигналів

Імітаційне моделювання – це метод дослідження, при якому досліджувана система замінюється моделлю, що з достатньою точністю описує реальну систему, з якою проводяться експерименти з метою отримання інформації про цю систему. Експериментування з моделлю називають імітацією (імітація – це дослідження суті явища, не вдаючись до експериментів на реальному об’єкті).

Імітаційне моделювання – це окремий випадок математичного моделювання. Існує клас об’єктів, для яких з різних причин не розроблені аналітичні моделі, або не розроблені методи вирішення отриманої моделі. В цьому випадку аналітична модель замінюється імітатором або імітаційною моделлю.

Математичне моделювання ґрунтується на досягненнях математики – як класичної, так і новітньої комп’ютерної, орієнтованої на виконання обчислень за допомогою сучасних комп’ютерів та прикладних математичних програм для імітаційного моделювання [29–31]. У розділі розглянуті можливості цифрового моделювання складних радіотехнічних систем за допомогою математичного пакету MathWorks MATLAB.

Програма Simulink є додатком до пакету MATLAB. При моделюванні з використанням Simulink реалізується принцип візуального програмування, відповідно до якого, користувач на екрані з бібліотеки стандартних блоків створює модель пристрою і здійснює розрахунки. При цьому, на відміну від класичних способів моделювання, користувачеві не потрібно досконально вивчати мову програмування і чисельні методи математики, а достатньо загальних знань потрібних при роботі на комп’ютері і, природно, знань тієї предметної області в якій він працює [32].

Чим складніше проєктований об'єкт, тим, як правило, важливіша роль моделювання в його вивченні і створенні. Реальна користь від моделювання може бути отримана при виконанні двох головних умов:

- модель повинна бути адекватною оригіналу в тому сенсі, що повинна з необхідною точністю відображати характеристики оригіналу;
- модель повинна усувати проблеми, пов'язані з фізичним вимірюванням сигналів або характеристик оригіналу [33, 34].

Пакет SimuLink (рис. 6.1) дозволяє здійснювати дослідження (моделювання у часі) поведінки динамічних нелінійних систем. Утворення чисельної моделі досліджуваної системи здійснюється шляхом графічного складання у спеціальному вікні схеми з'єднань елементарних візуальних блоків, що містяться в бібліотеках SimuLink. Кожний блок фактично являє собою математичну програму. Лінії з'єднання блоків перетворюються на зв'язки між цими програмами, які дозволяють визначити послідовність виклику програм і пересилання інформації. У результаті такого складання утворюється програмна модель, яку надалі називатимемо S-моделлю і яка зберігається у файлі з розширенням .mdl. Такий процес утворення обчислювальних програм прийнято називати візуальним програмуванням.

Створення моделей у пакеті SimuLink ґрунтується на використанні технології Drag-and-Drop (Перетягни й Залиш). Як "цеглинки" при побудові S-моделі використовуються модулі (блоки), що зберігаються в бібліотеці SimuLink. S-модель може мати ієрархічну структуру, тобто складатися з моделей більш низького рівня, причому кількість рівнів ієрархії є практично необмеженою. Протягом моделювання є можливість спостерігати за процесами, що відбуваються в системі. Для цього використовуються спеціальні блоки "оглядові вікна", що входять до складу бібліотеки SimuLink. Склад бібліотеки SimuLink може бути поповнений користувачем за рахунок розробки власних блоків.

Використання SimuLink є особливо зручним при моделюванні систем, які складаються із з'єднаних певним чином окремих функціональних пристроїв, поведінка яких описується відомими залежностями. Тоді схема з'єднань візуальних блоків у вікні блок-схеми S-моделі збігається з реальними зв'язками між цими

пристроями. Ця обставина суттєво спрощує програмний аналіз і синтез систем автоматичного керування.

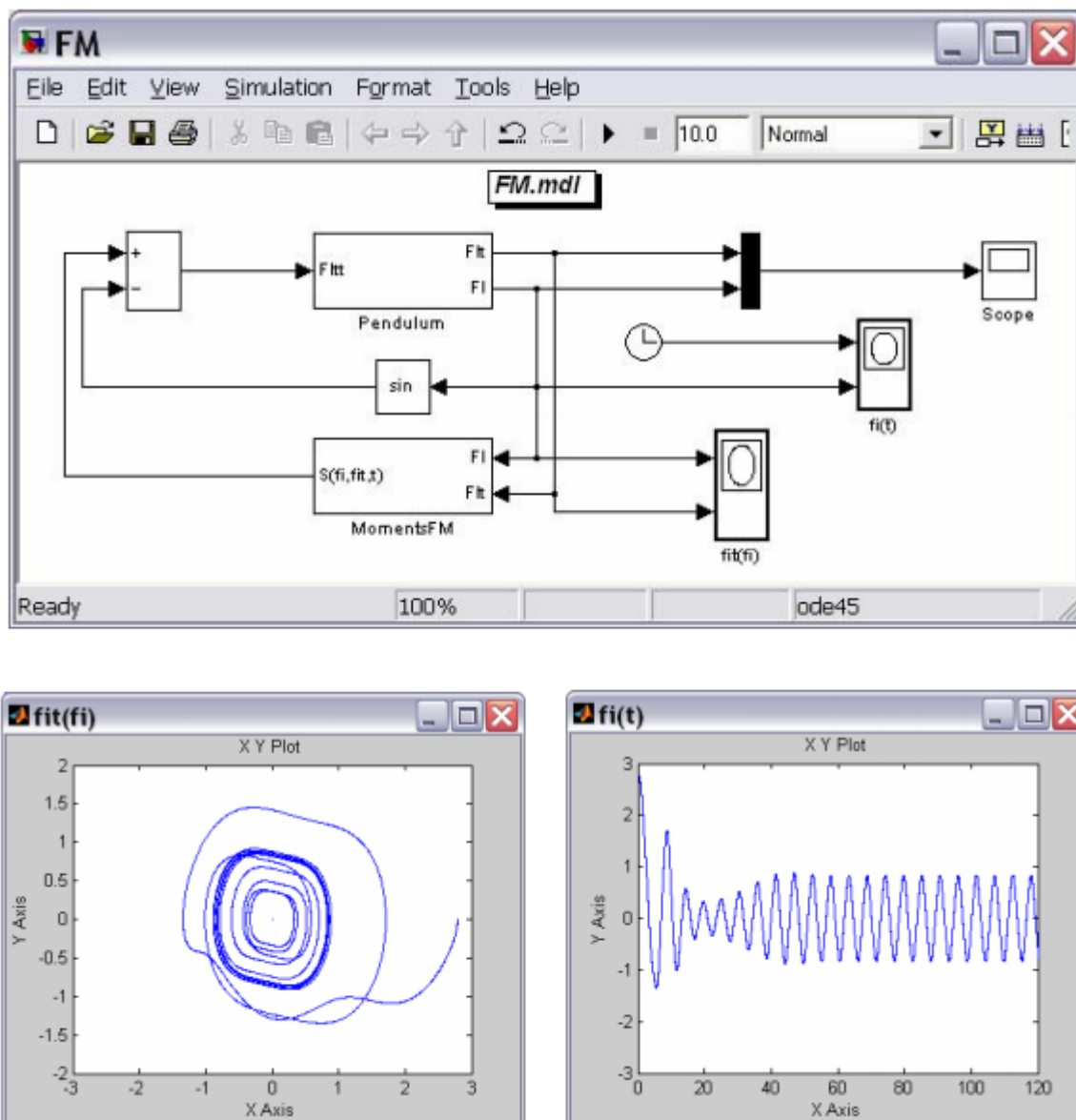


Рис. 6.1. Пакет програм Simulink

Дослідження радіотехнічних систем, зокрема параметрів зонduючого сигналу радіолокаційної станції (тим більше дослідження змін параметрів сигналу зі зміною величин, що на нього впливають) достатньо складна задача. Це пов'язано зі складністю апаратури, її вартістю і характеристик самого сигналу. Наприклад для сучасних радіолокаторів імпульсна потужність зонduючого сигналу може знаходитись у межах порядку кілька сотень кіловат – одиниці мегават, сигнал може мати складну структуру, частоти таких сигналів знаходиться в межах оди-

ниць – десятків гигагерц [35]. Вимірювання параметрів таких сигналів проводиться непрямыми методами з похибкою, яка граничить з допустимою для інженерних розрахунків. Для дослідження саме таких складних систем доцільно використовувати імітаційне моделювання. Розглянемо можливості програмного середовища Simulink на прикладі побудови імітаційної моделі пристрою формування сигналів передавача реалізованого за схемою задавальний генератор – підсилювач потужності.

6.2. Приклад використання програмного забезпечення для моделювання радіочастотних сигналів

Для прикладу розглянемо роботу радіолокатора, який працює в режимі істинної внутрішньої когерентності. Загальний принцип побудови таких радіолокаторів полягає в наявності двох високостабільних генераторів безперервних коливань: генератора частоти гетеродину (f_2) та генератора проміжної частоти (f_{nc}), що одночасно приймають участь у формуванні зонduючих сигналів та обробці прийнятих сигналів відлуння [35].

При формуванні зонduючих сигналів в результаті зшивання частот двох генераторів виникає безперервне коливання несучої частоти $f_{нес} = f_2 + f_{nc}$ періодичні «вирізки» з якої і використовується у якості зонduючого сигналу. Розглянемо передавальну систему радіолокатора, де в якості зонduючого використовується складний 4-х частотний сигнал. Його формування його здійснюється у 4-х паралельних каналах збуджувача передавача, для чого використовується 4 гетеродина. Перед поданням на вихідний підсилювач 4 радіоімпульси об'єднуються в один складний 4-х частотний сигнал. Спрощена структурна схема пристрою формування сигналів передавача показана на рис. 6.2.

Пристрій формування сигналів передавача формує радіоімпульси на чотирьох частотах. Формування радіоімпульсів відбувається у чотирьох однакових (по схемному рішенню) підканалах. В якості джерела високостабільних сигналів проміжної частоти f_{nc} використовуються високостабільні кварцові генератори. Сигна-

ли управління роботою передавача надходять з хронізатора у вигляді імпульсів запуску відповідного каналу ІЗ.1 – ІЗ.4.

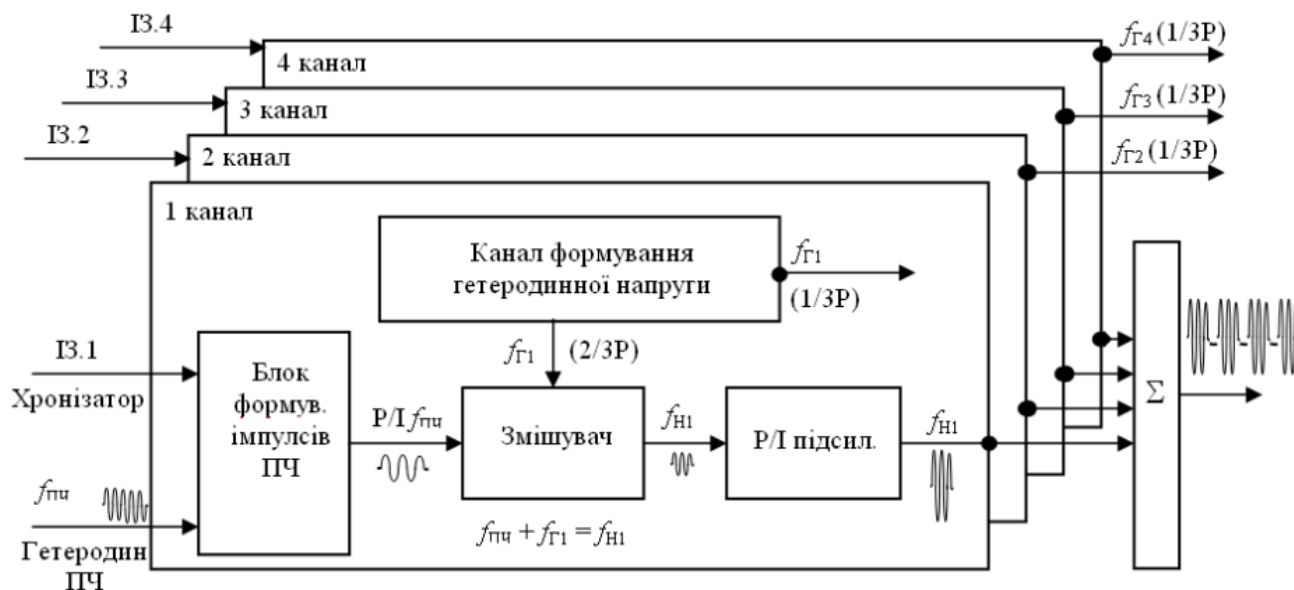


Рис. 6.2. Спрощена структурна схема пристрою формування сигналів передавача

Канал формування гетеродинної напруги складається з кварцового генератора з виходу якого безперервний сигнал поступає на підсилювач-помножувач де відбувається підсилення його по потужності і підвищення частоти до значення: f_{c1} , f_{c2} , f_{c3} , f_{c4} відповідно кожному частотному каналу. Одна третина потужності отриманого сигналу в якості генераторної напруги поступає на прийомну систему для обробки сигналів відлуння, а лишок потужності на змішувач передавача. Одночасно на цей змішувач (в кожному каналі) надходять радіоімпульси («вирізки») з високостабільної напруги проміжної частоти $f_{пч}$, що формуються у блоці формування імпульсів проміжної частоти. На виході змішувача за допомогою смуго-пропускного фільтру отримаємо сумарну частоту $f_n = f_c + f_{пч}$, що є вихідною (несучою) частотою передавального пристрою.

Сформовані змішувачами і підсилені у підсилювачах, сигнали на частотах $f_{н1}$, $f_{н2}$, $f_{н3}$, $f_{н4}$ надходять на частотний суматор, де об'єднуються у один складний чотирьох частотний сигнал у вигляді когерентної послідовності радіоімпульсів.

Відповідно до принципу роботи пристрою формування сигналів передавача за допомогою математичного програмного пакету MathWorks MATLAB необхід-

но сформувати потужний складний чотирьох частотний сигнал, який складається з безперервний гармонійних сигналів генератора проміжної частоти та гетеродина. Імітаційна модель першого каналу пристрою формування сигналів передавача показана на рис. 6.3.

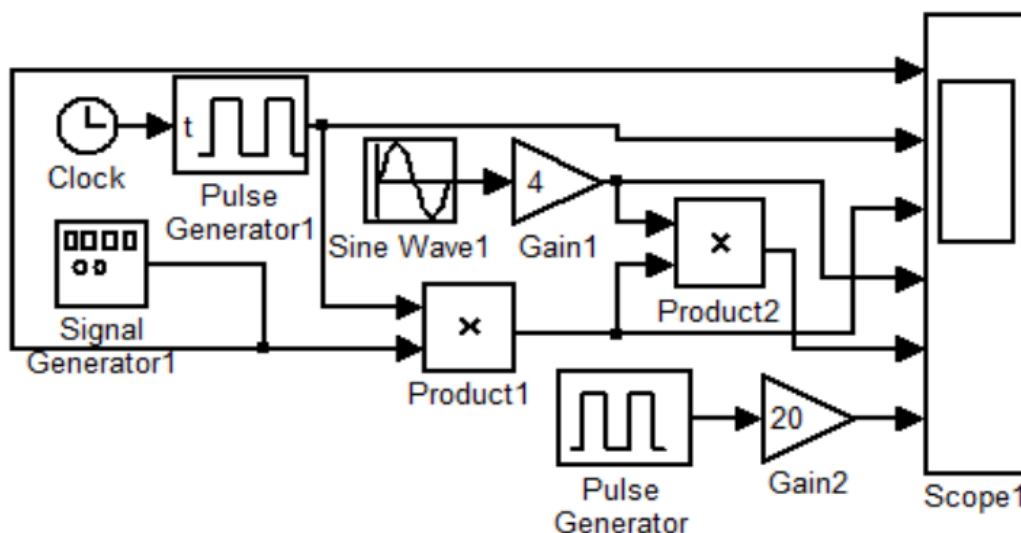


Рис. 6.3. Імітаційна модель 1-го каналу пристрою формування сигналів передавача

В якості імпульсів запуску (ІЗ.1), які знаходяться із хронізатору, використовується джерело часового сигналу Clock сигнали якого запускають імпульсний генератор Pulse Generator 1, що формує прямокутний імпульс тривалістю 10 мкс. Цей імпульс одночасно з сигналом проміжної частоти f_{nc} (формується Signal Generator 1) надходить на блок помножувача Product 1 з виходу якого виходять «вирізки» сигналу на проміжній частоті з необхідною тривалістю, яка задається генератором Pulse Generator 1. Зазначена схема імітує роботу формувача блоку формування радіоімпульсів проміжної частоти. Сигнал гетеродина f_c формується джерелом синусоїдального сигналу Sine Wave 1 та підсилюється підсилювачем Gain 1 (імітує роботу каналу формування гетеродинної напруги) і разом з «вирізкою» сигналу на проміжній частоті f_{nc} надходить на блок помножувача Product 2 (імітує роботу змішувача), з виходу якого знімається сформований імпульс на сумарній частоті f_n , що далі підсилюється і випромінюється у простір в якості зон-

дуючого сигналу відповідного каналу. Робота радіоімпульсного підсилювача в імітаційній моделі показана блоками Pulse Generator та Gain 2.

Канал формування гетеродинної напруги складається з когерентного гетеродину, підсилювача та підсилювача-помножувача. В імітаційній моделі канал задається одним джерелом синусоїдального сигналу Sine Wave 1 та підсилювачем Gain 1 з параметрами, що відповідають формуванню на виході безперервного коливання необхідної частоти та амплітуди. В зазначеній імітації не враховано:

- вплив власних шумів радіоелементів;
- довгочасна відносна нестабільність несучої частоти;
- робота феритових вентилів, які служать для захисту передавача від відбитих хвиль.

Зазначені обмеження в цілому не суттєво впливають на кінцевий результат, тому що розглянутий радіолокатор працює у режимі істинної внутрішньої когерентності і сформований сигнал (з перекручуваннями викликаними власними шумами та нестабільністю частоти) приймає участь в обробці ідентичного прийнятого сигналу і зазначені похибки нівелюються. Феритові вентиля, як елементи захисту, наряду з пристроями контролю та сигналізації є допоміжними пристроями, які не впливають на роботу загальної імітаційної моделі і призначені для вирішення другорядних задач контролю функціонування, роботи та пошуку несправностей. Тому спрощення, які використанні в імітаційній моделі, допустимі, і в цілому модель адекватна існуючим технічним рішенням.

Загальна імітаційна модель 4-х каналного пристрою формування сигналів передавача показана на рис. 6.4.

У цій моделі присутні чотири ідентичних канали вихідні сигнали яких поєднуються за допомогою трьох суматорів (імітують роботу вихідного чотирьох-канального суматора). Осцилограми сигналів кожного каналу відображені на відповідних осцилографах Scope 1 (2, 3, 4), загальний вигляд (осцилограма Scope) сформованого чотирьох частотного сигналу та модулюючого імпульсу модулятора показані на рис. 6.5.

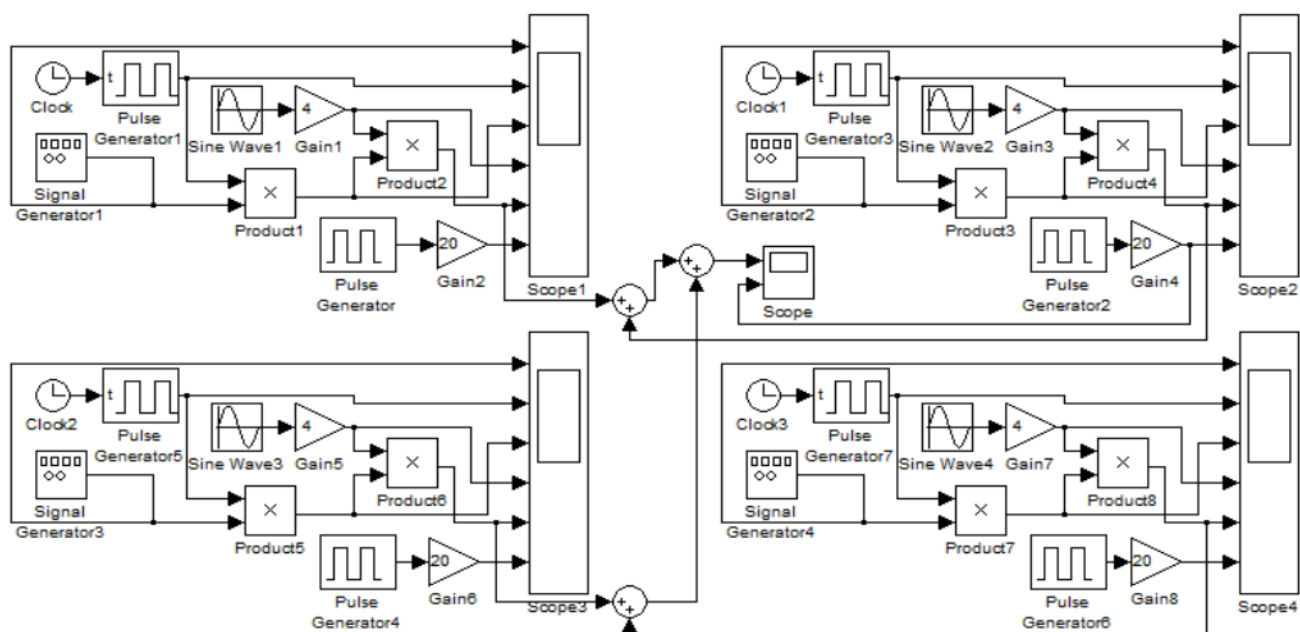


Рис. 6.4. Імітаційна модель 4-х каналного пристрою формування сигналів передавача

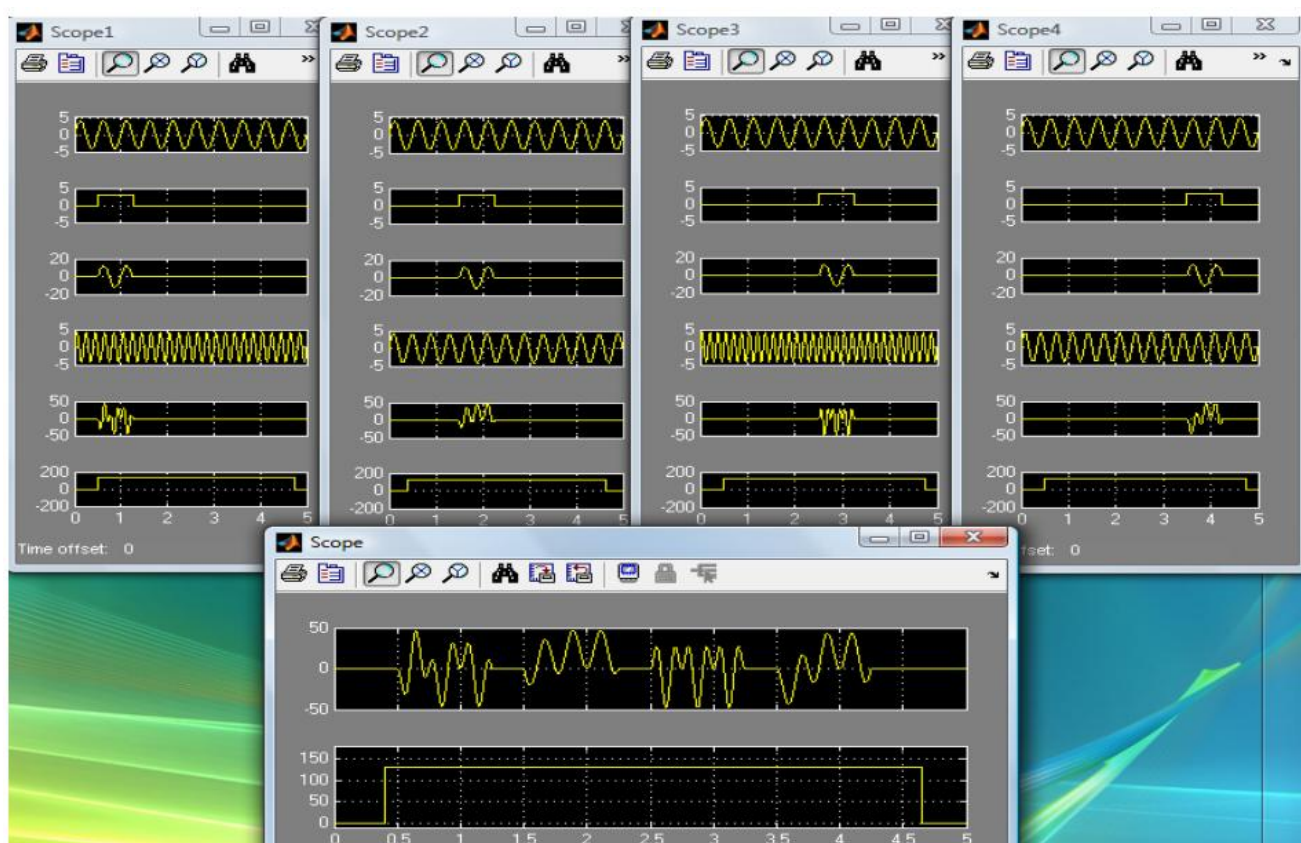


Рис. 6.5. Осцилограми вихідних сигналів передавача радіолокатора

За допомогою програми Simulink, яка входить до математичного пакету MATLAB, вирішена практична задача по розробці імітаційної моделі радіотехнічної системи. Отримані результати дозволяють зробити висновок про можливість розробки загальної структурної імітаційної моделі радіолокатора, яка дасть змогу дослідити зміни параметрів функціонування радіолокатора при зміні алгоритмів роботи окремих функціональних пристроїв. Імітаційна модель наглядна, дозволяє оцінити значення вихідних параметрів, має змогу змінювати параметрів сигналів в широких межах, а також дає можливості для експериментування з використанням нових технічних рішень.

Адекватність імітаційної моделі підтверджується використанням апробованого математичного апарату та збіганням отриманих результатів з практичними (за окремими показниками характеристик вихідних сигналів та алгоритму роботи).

Переваги даної імітаційної моделі полягають у достатній простоті реалізації, можливості швидко та гнучко змінювати характеристики пристроїв та параметрів сигналів. Широкий набір заготовлених імітаційних пристроїв та можливість корегувати функції їх роботи дозволяють інженеру вирішувати завдання високої складності, безпосередньо у часі та на будь-якому кроці отримувати контрольні данні для проведення досліджень.

В даному розділі розроблена імітаційна модель частини передавального пристрою радіолокатора показала можливість використання програмного імітатора Simulink математичного пакету MATLAB для вирішення інженерних задач по моделюванню складних радіотехнічних систем. Імітаційна модель з достатньою адекватністю описує основні якості об'єкту, що моделюється, наглядна і дозволяє досліджувати часові параметри сигналів на виході будь-якого пристрою моделі. Її використання дозволяє суттєво скоротити витрати часу та коштів при дослідженнях можливості вдосконалення системи або розробки нових радіотехнічних систем, які будуть відповідати поставленим завданням, що висувуються до нових зразків радіотехнічних систем.

6.3 Висновок до розділу 6

В даному розділі було розглянуто програми для забезпечення моделювання радіочастотних сигналів. Наведено приклади з використанням даного програмного забезпечення під час виконання даної роботи.

РОЗДІЛ 7

ОБГРУНТУВАННЯ ЕКОНОМІЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ

7.1 Мета магістерської роботи

Результати магістерської роботи, а саме: розроблена математична модель багаточастотних радіолокаційних сигналів з метою підвищення його ефективності можуть бути використані як основа для розроблення спеціалізованого програмного забезпечення (кінцевого продукту) для побудови багаточастотних РЛС з розробленими алгоритмами обробки багаточастотних сигналів і відповідні їм структурні схеми багато- і одноканальних по доплерівській частоті детекторів-вимірювачів на основі аналізу синтезованих детекторів-вимірювачів багаточастотних сигналів.

Для його створення потрібна спільна робота інженера-електроніка, спеціаліста роботи з детекторами-вимірювачами, та інженера програміста. Впровадження програмного продукту (ПП) може бути корисним для розробки та тестування алгоритмів обробки багаточастотних сигналів і відповідні їм структурні схеми багато- і одноканальних по доплерівській частоті детекторів-вимірювачів на основі аналізу синтезованих детекторів-вимірювачів багаточастотних сигналів. ПП дає змогу економити час та кошти при проведенні експерименту, а також моделювання багаточастотних радіолокаційних сигналів з метою підвищення його ефективності з використанням комп'ютерної техніки має можливість автоматизувати експеримент, при цьому не має потреби використовувати детектори-вимірювачі і додаткове обладнання. Сам експеримент дає змогу оцінити підвищення ефективності багаточастотних радіолокаційних сигналів.

7.2 Порядок розрахунку економічної ефективності

Розрахунок економічної ефективності проекту робиться до початку проектування і розробки системи, тобто в результаті ми отримуємо розрахунок потенційного ефекту від впровадження системи на підприємстві. Порядок розрахунку:

- 1) розрахунок собівартості розробки;
- 2) визначення ціни;
- 3) розрахунок економічної ефективності від впровадження системи на підприємстві.

7.3 Об'єм і місце впровадження

Потенційна користь від використання програмного продукту при аналізі багаточастотних радіолокаційних сигналів дає можливість підвищення його ефективності і можуть бути використані для побудови багаточастотних РЛС з розробленими алгоритмами обробки багаточастотних сигналів і відповідні їм структурні схеми багато- і одноканальних по доплерівській частоті детекторів-вимірювачів на основі аналізу синтезованих детекторів-вимірювачів багаточастотних сигналів.

Виходячи з вищесказаного ПП може використовуватись як навчальне ПЗ в технічних ВУЗах, як спеціалізоване ПЗ в науково-дослідних інститутах для моделювання багаточастотних радіолокаційних сигналів, в науково-дослідних установах для вивчення та дослідження підвищення ефективності багаточастотних радіолокаційних сигналів. Після створення ПЗ його можна реалізувати у кількості не менше 500 робочих місць.

7.4 Переваги ПП

Проектована програма дуже проста в використанні, що дозволяє значно скоротити витрати часу на навчання персоналу. Програма не вимоглива до системних ресурсів і може працювати навіть на ПК, придатному для офісної роботи.

7.5 Джерела економії і доходу, джерела фінансування

Для фірми-розробника ПП джерелом доходу є продаж програмного продукту замовникам. Витрати фірми включають витрати на розробку і тиражування системи. Джерелом фінансування є власні засоби фірми-розробника.

Для підприємства-замовника джерелом економії виступає заміна ручної праці машинною, імітаційний замість натурального експеримент що значною мірою скорочує час проведення розрахунків. Витрати підприємства складаються з одnorазових витрат на придбання ПП, його транспортування і впровадження, а також з витрат, безпосередньо пов'язаних з проведенням аналізу і супроводом системи.

7.6 Порядок проектування ПЗ

У загальному випадку розробка інформаційної системи включає наступні етапи:

- 1) Початковий етап - на якому формулюються основні вимоги, що пред'являються до ПЗ, описуються основні цілі і розробляються специфікації, тобто виявляються основні властивості і показники, що характеризують їх.
- 2) Етап зовнішнього проектування - де необхідно розробити архітектуру і структуру ПЗ, визначити алгоритм роботи, виявити підсистеми і окремі складові їх модулів, а також розробити зовнішній інтерфейс користувача.
- 3) Етап проектування і кодування компонентів - в ході виконання цього етапу відбувається проектування і кодування на вибраній мові програмування окремих модулів системи.
- 4) Основний етап - є найбільш трудомістким. Необхідно зробити відладку і тестування окремих програмних модулів, потім - комплексну відладку усього ПЗ в цілому.
- 5) Завершальний етап - тут проводиться остаточна корекція програми і готується необхідна супровідна документація.

7.7 Розрахунок собівартості розробки

У собівартість розробки ПЗ входять наступні статті витрат :

- основна заробітна плата;
- додаткова заробітна плата;
- відрахування на соціальне страхування;
- інші витрати;

Розробку системи проводять два фахівці: інженер-електронік і програміст. Зарплата інженера-електроніка складає 80 грн/годину, програміста - 100 грн/годину. При цьому тривалість робочого дня кожного з них складає 8 годин. Розрахунок основної заробітної плати приведений в табл. 7.1.

Таблиця 7.1- Розрахунок основної заробітної плати

Етапи	Вид робіт	Виконавець		Годинна ставка	Тривалість виконання	Трудомісткість	Розмір заробітна плати, грн.
		К-м	Посада.				
1. Початковий	Формулювання вимог до програми, опис цілей розробки	1	інженер	80	1	1	640
2. Зовнішнє проектування	Розробка архітектури і структури програми, алгоритму розробка інтерфейсу користувача	1	інженер	80	2	2	1280
		1	програміст	100	2	2	1600
3. Розробка і кодування компонентів	Розробка кожного компонента і кодування на мові програмування	1	програміст	100	2	2	1600
4. Основний етап	Відлагодження модулів	1	програміст	100	1	1	800
	Тестування компонентів	1	програміст	100	1	1	800
	Комплексне тестування програми	1	програміст	100	3	3	2400
	Оформлення програмної документації	1	програміст	100	1	1	800
5. Заклучний етап	Корекція програмної документації	1	інженер	80	2	2	1280
		1	програміст	100	2	2	1600

Всього					17	17	12800
Додаткова зарплата (20%)							2560
Всього							15360

До додаткової заробітної плати відносяться: оплата відпусток, виплата винагороди за вислугу років і так далі. Додаткова заробітна плата складає 20% від основної:

$$12800 * 0,2 = 2560 \text{ грн.}$$

До відрахувань на соціальне страхування відносяться відрахування на оплату перерв в роботі у зв'язку з тимчасовою непрацездатністю і відрахування до пенсійного фонду. Норматив відрахувань на соціальне страхування складає 26,2% від величини основної заробітної плати:

$$12800 * 0,262 = 3353,6 \text{ грн.}$$

До інших витрат слід віднести витрати на обслуговування ЕОМ і плату за електроенергію.

Витрати на електроенергію розраховуються виходячи із споживаної потужності пристрою і тарифу на електроенергію. У нашому випадку передбачається використання комп'ютера з потужністю 0,8 кВт година. Час використання електроенергії в процесі розробки:

$$17 * 8 = 136 \text{ годин}$$

Всього буде спожито

$$136 * 0,8 = 108,8 \text{ кВт.}$$

Ліміт у 150 кВт не перевищено, тому вартість одного кВт години електроенергії дорівнює 0,28 грн і в загальному витрати на електроенергію складуть

$$108,8 * 0,28 = 30,464 \text{ грн.}$$

Витрати на обслуговування ЕОМ визначаються з вартості ЕОМ і часу її експлуатації, після закінчення якого, вона підлягає заміні (зазвичай цей час не перевищує 3-х років), на протязі року ЕОМ використовується 254 робочих дні. Тоді:

$$\frac{3500}{3 * 8 * 254} * 136 = 446 \text{ грн.}$$

Розрахунок собівартості розробки системи представлений в таблиці 7.2.

Таблиця 7.2 - Розрахунок собівартості розробки системи

Статті витрат	Сума, грн.
Основна заробітна плата	12800
Додаткова	2560
Відрахування	3353,6
Витрати на обслуговування ЕОМ	446
Плата за електроенергію	229,57
Разом:	19190,06

7.8 Розрахунок ціни програмного продукту

Передбачається можливість реалізації програми приблизно 500 організаціям. Так як собівартість розробки складає 19190,06 грн., то повна собівартість ПП на один об'єкт впровадження ($C_{\text{пс}}$) складе:

$$C_{\text{пс}} = 19190,06 / 500 = 38,38 \text{ грн.}$$

7.9 Розрахунок мінімальної ціни і прибутку

Мінімальна ціна виробу розраховується за формулою:

$$C_{\min} = (C_{nc} + C_{MD} + C_{3П}) \left(1 + \frac{r}{100} \right) = (38,38 + 1,50 + 1,00) \cdot 1,2 = 49,06 \quad (7.1)$$

де:

$C_{MD} = 1,5$ грн. - ціна магнітного диску;

$C_3 = 1,00$ грн. - вартість запису;

r - планований відсоток рентабельності щодо собівартості,

в нашому випадку $r = 20\%$.

Мінімальна ціна з врахуванням ПДВ розраховується за формулою:

$$C_{ПДВ} = C_{\min} + C_{\min} \cdot 0,2 = 49,06 + 49,06 \cdot 0,2 = 58,87 \text{ грн.} \quad (7.2)$$

прибуток від реалізації ПП розрахуємо за формулою:

$$П = C_{ПДВ} \cdot V_{об'єм} = 58,87 \cdot 500 = 29435,60 \text{ грн.} \quad (7.3)$$

де

$V_{об'єм}$ - об'єм реалізації програми.

Сумарний прибуток розраховується за формулою:

$$П_{\Sigma} = (58,87 \cdot 500 - 19190) \cdot (1 - 0,24) = 10245 \cdot 0,76 = 7793 \text{ грн.} \quad (7.4)$$

де

0,24 – податок на прибуток.

7.10 Висновок до розділу 7

В даному розділі було проведено обґрунтування економічної ефективності.. Розрахунок економічної ефективності показує, що проект є окупним і прибутковим, не зважаючи на свою вузьку спеціалізацію і орієнтацію на невелику частину споживачів.

РОЗДІЛ 8

ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Проведення досліджень, моделювання, підготовка рукопису за темою магістерської роботи проводяться з використанням комп'ютера. Праця за комп'ютером повинна бути правильно організована, оскільки нехтування правилами безпечної роботи може стати причиною виникнення професійних захворювань. В підрозділі охорона праці розглянемо основні правила при роботі за комп'ютером та вимоги до організації робочих місць, а в підрозділі безпека в надзвичайних ситуаціях – заходи щодо зменшення дії вторинних факторів ураження для забезпечення життєдіяльності об'єкта у надзвичайних ситуаціях та аварії на підприємствах хімічної промисловості.

8.1. Вимоги до облаштування комп'ютеризованих робочих місць

Відповідно до ДСанПіН 3.3.2.007-98 приміщення для роботи на комп'ютерах повинні мати природне та штучне освітлення.

Не допускається розташовувати робочі місця для роботи на комп'ютерах в підвальних приміщеннях. У разі виробничої необхідності використовувати приміщення без природного освітлення можна тільки за погодженням з органами та установами Державного санітарно-епідеміологічного нагляду.

Площа на одне робоче місце користувачів ПЕОМ з ВДТ на базі електронно-променевої трубки (ЕПТ) повинна складати не менше 6м^2 , у приміщеннях культурно-розважальних установ і з ВДТ на базі плоских дискретних екранів (рідкокристалічні, плазмові) - $4,5\text{м}^2$.

При використанні ПВЕМ з ВДТ на базі ЕПТ (без допоміжних пристроїв - принтер, сканер та ін.), що відповідають вимогам міжнародних стандартів безпеки комп'ютерів, з тривалістю роботи менше 4-х годин на день допускається мінімальна площа $4,5\text{м}^2$ на одне робоче місце користувача.

Для внутрішнього оздоблення інтер'єру приміщень, де розташовані ПЕОМ, повинні використовуватися дифузно-відбиваючі матеріали з коефіцієнтом відбиття для стелі - 0,7 - 0,8; для стін - 0,5 - 0,6; для підлоги - 0,3 - 0,5.

Приміщення, де розміщуються робочі місця з ПЕОМ, повинні бути обладнані захисним заземлення (занулення) відповідно до технічних вимог по експлуатації. Не слід розміщувати робочі місця з ПЕОМ поблизу силових кабелів і вводів, високовольтних трансформаторів, технологічного обладнання, що створює перешкоди у роботі ПЕОМ.

Рівень позитивних і негативних аерофонов в повітрі приміщень повинен відповідати «Санітарно-гігієнічним нормам допустимих рівнів іонізації повітря виробничих і громадських приміщень».

В виробничих приміщеннях рівень шуму на робочих місцях не повинен перевищувати значень, встановлених «Санітарними нормами допустимих рівнів шуму на робочих місцях», а рівень вібрації - «Санітарними нормами вібрації робочих місць».

Штучне освітлення в приміщеннях для експлуатації ПЕОМ повинне здійснюватися системою загального рівномірного освітлення. У виробничих та адміністративно-громадських приміщеннях, у випадках переважної роботи з документами, слід застосовувати системи комбінованого освітлення (до загального освітлення додатково встановлюються світильники місцевого освітлення, призначені для освітлення зони розташування документів).

Освітленість на поверхні столу в зоні розміщення робочого документу повинна бути 300 - 500 лк. Освітлення не повинне створювати відблисків на поверхні екрану. Освітленість поверхні екрану не повинна бути більше 300 лк.

Як джерела світла при штучному освітленні слід застосовувати переважно люмінесцентні лампи, у світильниках місцевого освітлення допускається застосування ламп розжарювання, у тому числі галогенних.

При розміщення робочих місць з ПЕОМ відстань між робочими столами з відеомоніторами (у напрямі тилу поверхні одного відеомонітора і екрану іншого

відеомонітора) повинно бути не менше 2,0 м, а відстань між бічними поверхнями відеомоніторів - не менше 1,2 м.

Робочі місця з ПЕОМ при виконанні творчої роботи, що вимагає значного розумової напруги або високої концентрації уваги, рекомендується ізолювати один від одного перегородками висотою 1,5 - 2,0 м.

8.2. Організація роботи з ПЕОМ

Організація роботи з ПЕОМ здійснюється в залежності від виду та категорії трудової діяльності. Види трудової діяльності поділяються на 3 групи: група А - робота з зчитування інформації з екрану ВДТ з попереднім запитом; група Б - робота з введення інформації; група В - творча робота в режимі діалогу з ПЕОМ. При виконання протягом робочої зміни робіт, що відносяться до різних видів трудової діяльності, за основну роботу з ПЕОМ слід приймати таку, яка займає не менше 50% часу протягом робочої зміни або робочого дня.

Для видів трудової діяльності встановлюється 3 категорії тяжкості і напруженості роботи з ПЕОМ, які визначаються: для групи А - по сумарному числу прочитаних знаків за робочу зміну, але не більше 60 000 знаків за зміну; для групи Б - за сумарним числом зчитаних чи введенних знаків за робочу зміну, але не більше 40 000 знаків за зміну; для групи В - по сумарному часу безпосередньої роботи з ПЕОМ за робочу зміну, але не більше 6 год за зміну.

В залежно від категорії трудової діяльності і рівня навантаження за робочу зміну при роботі з ПЕОМ встановлюється сумарний час регламентованих перерв.

Для попередження передчасної стомлюваності користувачів ПЕОМ рекомендується організовувати робочу зміну шляхом чергування робіт з використанням ПЕОМ та без нього.

При виникненні у що працюють з ПЕОМ зорового дискомфорту та інших несприятливих суб'єктивних відчуттів, незважаючи на дотримання санітарно-гігієнічних і ергономічних вимог, рекомендується застосовувати індивідуальний підхід з обмеженням часу роботи з ПЕОМ.

В випадках, коли характер роботи вимагає постійної взаємодії з ВДТ (набір текстів та введення даних тощо) з напругою уваги та зосередженості, при виключення можливості періодичного переключитися на інші види трудової діяльності, не пов'язані з ПЕОМ, рекомендується організація перерв на 10 -- 15 хв. через кожні 45 - 60 хв. роботи.

Тривалість безперервної роботи з ВДТ без регламентованого перерви не повинна перевищувати 1 год.

При роботі з ПЕОМ в нічну зміну (з 22 до 6 год), незалежно від категорії і виду трудової діяльності, тривалість регламентованих перерв слід збільшувати на 30%.

8.3. Вимоги до системи електроживлення і заземлення

Пошкодження ізоляції є основним джерелом аварій і причиною багатьох нещасних випадків. Тому в процесі експлуатації електрообладнання ізоляція завжди повинна задовольняти поставленим до неї вимогам, які мають бути вичерпними, гарантувати при їх виконанні безаварійну та безпечну роботу обладнання і обслуговуючого персоналу.

Надійність є однією з обов'язкових вимог при експлуатації засобів електричної ізоляції. Ця вимога має ще більше значення в умовах високовольтних мереж і промислових установок. Опір ізоляції на кожній ділянці в мережах напругою до 1000 В має бути не нижчим за 500000 Ом на фазу. В промислових приміщеннях з обладнанням, яке працює на напрузі більшій за 1000 В, влаштовують огорожі струмопровідних частин незалежно від наявності ізоляції. Електроустановки та електромережі напругою до 1000 В повинні мати ізольовану від землі нейтраль.

Одним із захисних засобів проти ураження людини електричним струмом при дотику до металевих не струмопровідних частин з пошкодженою ізоляцією є захисне заземлення. Захисне заземлення застосовується в електроустановках напругою до 1000 В і вище, які працюють з ізольованими від землі нейтралями джерел живлення, а також в мережах з напругою 110 кВ і вище, які працюють з глухо заземленими нейтралями трансформаторів. Правила використання електроустано-

вок приписують, щоб всі металічні конструктивні не струмопровідні частини електрообладнання при номінальній напрузі вищій за 42 В змінного струму і 110 В постійного струму, а також, які мають з ними електричний контакт корпусу та конструкції механічного та технологічного обладнання були зануленні.

При напрузі 380 В і вище захисне заземлення необхідно використовувати у всіх приміщеннях і зовнішніх електроустановках. Заземлення електроустановок не виконується при напрузі 42 В і нижче змінного струму та 110 В і нижче постійного струму у всіх випадках за виключенням вибухонебезпечних установок. У вибухонебезпечних приміщеннях і установках заземленню підлягає електрообладнання при всіх застосовуваних напругах.

Небезпеки аварій, які пов'язані із струмом великі, тому розроблені заходи по їх запобіганню. Основними заходами захисту людини від ураження електричним струмом є:

- правильна експлуатація електричного обладнання, пускових механізмів, струмопровідних частин;
- захист від дотику до струмопровідних частин;
- захист від переходу напруги на не струмоведучі частини обладнання;
- наявність блокування і сигнальних пристроїв, попереджувальних написів;
- застосування індивідуальних засобів захисту.

8.4. Система блискавкозахисту

Ступінь захисту споруд, будівель та відкритих установок від дії атмосферної електрики залежить від вибухопожежонебезпечності об'єктів і забезпечується правильністю вибору категорій влаштування блискавкозахисту та типу зони захисту об'єкта від прямих влучень блискавки.

Ступінь пожежовибухонебезпечності об'єктів оцінюється за класифікацією ПУЕ. Інструкцією з проектування та влаштування блискавкозахисту СН 305-77

встановлено три категорії влаштування блискавкозахисту (I, II, III) та два типи (А,Б) зон захисту об'єктів від прямого влучання блискавки.

Згідно з ПУЕ приміщення очисних споруд відноситься за вибухо-небезпечністю до категорії В1-б. Отже, блискавкозахист організовується за II категорією. Для захисту наших об'єктів від влучання блискавки проектується одиночний стержневий блискавковідвід.

Приймаємо зону захисту типу Б, яка забезпечує перехоплення не менш як 95% блискавок.

На дахах будівель, де розміщені хлораторні, влаштовується стержневий блискавковідвід з круглої сталі, який під'єднується до заземлювачів.

Інтенсивність грозової діяльності характеризується середньою кількістю грозових годин за рік - Пб. Прийнято більш узагальнений показник середнє число ударів блискавки за рік $n = 3$.

Ймовірна кількість ударів блискавки в будівлю очисних споруд:

$$N = (S + 6 \cdot H_x) \cdot (L + 6 \cdot H_x) \cdot n \cdot 10^{-6} = (6 + 6 \cdot 4,2) \cdot (6 + 6 \cdot 4,2) \cdot 3 \cdot 10^{-6} = 0,0029$$

де $S = 6$ - ширина споруди, яка захищається, м;

$L = 6$ - довжина споруди, м;

$H_x = 4,2$ - висота до найвищої точки споруди, м.

В залежності від категорії споруди та показника N ($N < 1$) прийнято тип Б зони захисту блискавковідводів. Приймаємо одиночний стержневий блискавковідвід.

При розташуванні блискавковідводу по центру будівлі приймаємо:

,

Висоту блискавковідводів визначаємо за формулою:

$$h = (R_x + 1,63 \cdot H_x) / 1,5 = (3 + 163 \cdot 4,2) / 1,5 = 7,0 \text{ м},$$

Приймаємо висоту блискавковідводу $h = 7,0$ м, тоді

$$h_0 = 0,92 \cdot h = 0,92 \cdot 7 = 6,4 \text{ м},$$

$$R_0 = 1,5 \cdot h = 1,5 \cdot 7 = 10,5 \text{ м},$$

$$R_x = 1,5 \cdot (h - h_x / 0,92) = 1,5 \cdot (7 - 4,2 / 0,92) = 3,65 \text{ м},$$

В якості блискавковідводу приймаємо блискавкоприймач довжиною 1 м із сталюого стержня $d=12$ мм.

Кінець струмовідводу прокладають в ґрунті та приєднують до заземлення.

Його роблять із круглої арматури $d=10$ мм.

Користуючись інструкцією СН 305-77 підбираємо заземлювач. Приймаємо двостержневий заземлювач, зовнішній контур якого виконується із полосової сталі 40×4 мм та куточка $40 \times 40 \times 4$ мм ($C = 3$ м, $l = 2,5$ м, $R = 7$ Ом).

Внутрішній контур виконується із сталевіи полоси 20×4 мм.

8.5. Безпека в надзвичайних ситуаціях

8.5.1 Заходи по зменшенню дії вторинних факторів ураження, забезпечення життєдіяльності об'єкта у надзвичайних ситуаціях

1 Організація інженерного захисту. Інженерний захист населення, території, промислових і житлових об'єктів і споруд від надзвичайних ситуацій техногенного й природного характеру – це комплекс інженерних споруд, інженерно-технічних, організаційно-господарських і раціонально – правових заходів, які забезпечують попередження й реагування на надзвичайні ситуації й ліквідацію їхніх наслідків.

2 Організація хімічного захисту. Для виявлення і уточнення хімічної обстановки організовується розвідка, спостереження і постійний контроль.

Хімічний контроль організовується начальником штабу ЦЗ заводу і здійснюється особовим складом ланки радіаційно-хімічного спостереження. Контроль ведеться з моменту оголошення режиму підвищеної готовності розвідником-хіміком, а також силами виробничої лабораторії, спеціально підготовленими особами для проведення цих робіт.

3 Організація і здійснення спеціальної обробки. Спеціальна обробка включає проведення дегазації й дезактивації території, будинків, техніки, устаткування, сировини й продукції при зараженні отруйними, небезпечними хімічними речовинами. Спеціальна обробка може бути частковою або повною. Виконання вимог цього виду захисту досягається своєчасним пристосуванням об'єктів комунально-побутового обслуговування й транспортних підприємств для проведення спеціальної обробки. На заводі для виконання цієї роботи можуть бути залучені працівники цехів і допоміжних підрозділів, що мають відповідну матеріальну базу.

4 Забезпечення засобами індивідуального захисту (ЗІЗ). Забезпечення ЗІЗ досягається: завчасним нагромадженням і підтримкою в готовності ЗІЗ, приладів хімічної, радіаційної розвідки й дозиметричного контролю. У першу чергу, забезпечується позаштатне невоєнізоване аварійно-рятувальне формування ЦЗ заводу, що призначене для проведення рятувальних і інших невідкладних робіт у забрудненій СДОР зоні, потім забезпечуються робітники та службовці заводу. Забезпеченню ЗІЗ також підлягає населення, що проживає поблизу заводу в зоні можливого хімічного зараження.

Видача СІЗ й приладів РХР проводиться на пункті видачі майна ЦО, (склад МТЗ заводу) силами ланки видачі майна ЦО.

5 Організація медичного захисту. На заводі є медичний пункт, в якому працює лікар місцевої поліклініки. Медичний пункт заводу укомплектований необхідними медичним устаткуванням, препаратами й засобами для надання долікарської допомоги у випадку виникнення НС на виробництві з ураженням працівників на різних етапах ліквідації наслідків аварії, пов'язаної зі СДОР.

Еколог виробничої лабораторії, фельдшер медпункту, разом з особовим складом позаштатної санітарної ланки аварійно-рятувальної групи надають долікарську медичну допомогу й евакуюють потерпілих автотранспортом заводу або медичної служби надзвичайних ситуацій в медичні установи міста за показниками уражень потерпілого.

6 Організація і проведення евакуаційних заходів. Евакуація – комплекс заходів щодо організованого виведення (вивезення) населення й персоналу заводу з районів (місць), зон можливого впливу наслідків надзвичайних ситуацій і розміщення його в безпечних районах (місцях) у випадку виникнення безпосередньої загрози життю й заподіяння шкоди здоров'ю людей. Евакуація працівників підприємства планується при надзвичайних ситуаціях на об'єктовому рівні та при надзвичайних ситуаціях державного й міського рівня.

8.5.2. Аварії техногенного характеру з викидом хімічних речовин

Внаслідок морального і фізичного зношення обладнання та зниження виконавчої дисципліни на хімічно небезпечних об'єктах (ХНО) йде зростання кількості надзвичайних ситуацій, потерпілого та загиблого персоналу на цих об'єктах і населення, що проживає в зонах можливого ураження. Тому дуже важливим є проведення оцінки можливої хімічної обстановки, тобто довгострокового прогнозування обстановки у випадку виникнення аварії з викидом (виливом) СДОР з тим, щоб завчасно підготувати необхідні заходи захисту як персоналу хімічно небезпечного об'єктів та об'єктів господарської діяльності (ОГД). Інженер повинен досконало володіти методикою оцінки хімічної обстановки.

При функціонуванні в межах адміністративно-територіальної одиниці двох і більше хімічно небезпечних об'єктів і накладанні зон можливого хімічного зараження одна на одну, визначення чисельності населення, що може потрапити в зону ураження, здійснюється із розрахунку одноразового зараження території максимальною зоною можливого зараження СДОР.

У випадку наявності на ХНО кількох СДОР прогнозування масштабів зараження і оцінки ступеня хімічної небезпеки об'єкту проводиться по тій речовині.

Аварія з викидом (виливом) якої може бути найбільш небезпечною для населення, що проживає в зоні можливого хімічного зараження.

Оцінка хімічної обстановки проводиться методом прогнозування і за даними розвідки.

Метод прогнозування використовується при проведенні завчасного довгострокового прогнозування можливої хімічної обстановки на ХНО під час розробки плану ліквідації аварійних ситуацій (ПЛАС) підготовці сил та засобів об'єкту до ліквідації можливих в майбутньому аварій.

Метод розвідки застосовується в випадку виникнення на ХНО реальної аварії з метою швидкого отримання необхідних вихідних даних для проведення аварійного прогнозування хімічної обстановки і визначення можливих наслідків аварії та порядку дій в зоні зараження.

Хімічну розвідку на ХНО (ОГД, ОЕ) проводять пости радіаційного та хімічного спостереження (РХС), ланки (групи) радіаційної та хімічної розвідки (РХР). Аварійне прогнозування хімічної обстановки здійснюють черговий диспетчер або диспетчерська служба ХНО, крім цього вони проводять оповіщення персоналу об'єкту, населення, що проживає у зоні хімічного зараження та доповідають у штаб ЦО міста (району).

При оцінці хімічної обстановки методом прогнозування за кількість викинутої (розливої) СДОР приймається:

- у воєнний час та для сейсмонебезпечних районів: одночасний розлив (викид) всього запасу СДОР, який є на ХНО;
- в мирний час: із максимальної по об'єму одиничної ємності (технологічної, складської, транспортної тощо).

Метеорологічні умови, сприятливі для розповсюдження зараженого повітря, такі: швидкість вітру у приземному шарі – 1 м/с, ступінь вертикальної стійкості повітря – інверсія.

У питанні стійкості ЗХЗ важливе значення має те, що відбувається у шарі повітря на висоті від поверхні землі і до 30 м вгору. Відповідно розрізняють три ступені вертикальної стійкості повітря:

- інверсія - при ній нижні шари повітря холодніші за верхні що перешкоджає переміщенню його по висоті і створює найбільш сприятливі умови для збереження високих концентрацій отруйних речовин. Виникає у вечірній (за 1 год. до заходу сонця) і нічний час (руйнується протягом години після сходу сонця) і швидкості вітру 4 м/с.

- конвекція – нижні шари повітря нагріті більше, ніж верхні, що сприяє швидкому розсіюванню зараженої хімічною речовиною хмари і зменшенню її вражаючої дії. Виникає в день, при ясній погоді, малих (до 4 м/с.) швидкостях вітру, приблизно через 2 години після сходу сонця і руйнується приблизно за 2-2.5 години до заходу сонця.

- ізотермія – температура повітря в межах 20 – 30 м від земної поверхні приблизно однакова, тобто має місце стабільна рівновага повітря, що так само, як і при інверсії, сприяє тривалому застою парів отруйних речовин і сильнодіючих отруйних речовин на місцевості, в лісі, населених пунктах, на полях з високостебельними сільськогосподарськими культурами. Виникає у хмарну погоду, при опадах або при швидкості вітру більше 4 м/с, а також як перехідний період від інверсії до конвекції та навпаки.

РОЗДІЛ 9

ЕКОЛОГІЯ

Науково-технічний прогрес створює не тільки «перенавантаження» природи; у найпрогресивніших технологіях він створює можливості екологічно чистого виробництва. Нині маємо і необхідність і можливість використовувати при проектуванні технологічних процесів новітні технічні досягнення, спрямовані на зменшення техногенного тиску на екологію.

9.1. Вимоги до моніторів (ВДТ) і ПЕОМ

Монітор є джерелом небезпеки для оператора через випромінювання. Випромінювання від монітора поділяється на такі види:

- рентгенівське (іонізуюче);
- оптичне;
- електромагнітне.

Джерелом рентгенівського випромінювання монітора є люмінофорне покриття екрану. Оптичне випромінювання виникає в результаті взаємодії електронів з шаром люмінофору, нанесеного на екран монітора. Зона оптичного випромінювання включає ультрафіолетове (УФ), світлове та інфрачервоне (ІЧ) випромінювання.

Електромагнітні випромінювання та поля виникають у системах горизонтальної та вертикальної розгортки й унаслідок дії електронного променя. Електростатичний заряд зосереджується переважно на БПТ монітора.

Рівень параметрів випромінювань залежить від технічної конструкції конкретного монітора, режимів його роботи та ін. Тому ВДТ перед використанням мають бути перевірені на відповідність до діючих стандартів. У разі невідповідності монітора гігієнічним вимогам необхідно його замінити на інший, що забезпечує безпеку користування. Гігієнічні вимоги до ВДТ регламентовані ДНАОП 0.00-1.31-99.

Вплив рентгенівського випромінювання викликає розвиток гіпервітамінозу А, порушення репродуктивної функції. Радіаційні дослідження, які проводилися у різних країнах на державному рівні та фірмами - виробниками інформаційного обладнання, свідчать, що рівень радіації при роботі з ВДТ є суттєво нижчим за допустимий будь-яких національних стандартів безпеки. Загальна доза опромінювання при щоденній 8-годинній роботі становить 0,5 % дози, яку отримує людина від інших джерел (флюорографія, сонячне світло та ін.).

В Україні радіаційна безпека ВДТ регламентується Нормами радіаційної безпеки України (НРБУ-97), відповідно до яких потужність експозиційної дози рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана та корпусу ВДТ при будь-яких положеннях має не перевищувати $7,74 \cdot 10^{-12}$ А/кг, що відповідає еквівалентній дозі 0,1 мбер/год (100 мкР/год).

Монітори є джерелом оптичного випромінювання. Найбільшу біологічну активність має активна зона УФ (довжина хвилі від 200 до 815 нм).

9.2. Забруднення довкілля при використанні акумуляторів електричної енергії

Практично всі ПК, що розташовуються в офісах підприємств для забезпечення цілісності даних обладнані системою безперебійного живлення, основним елементом якої є акумуляторна батарея. Крім того ми щодня використовуємо прилади, які працюють на батарейках: радіоприймачі, будильники, плеєри, мобільні телефони, дистанційні пульти, електричні інструменти, ліхтарики. Слугують батарейки зазвичай недовго, а опинившись на смітнику, завдають величезної шкоди здоров'ю людей і довкіллю.

Вони містять різні токсичні метали та сполуки. Найнебезпечніші з них — ртуть, свинець і кадмій. На звалищі металева оболонка батарейок руйнується, ці речовини витікають і потрапляють у ґрунтові води та річки. Тривале отруєння кадмієм ушкоджує нирки та кістки, ртуттю — руйнує нирки та нервову систему.

Ще більш небезпечні акумулятори. Вони містять рідкоземельні метали – нікель, кадмій, літій. Хоча акумулятори і забезпечують високу мобільність, проте їх потрібно правильно експлуатувати та правильно утилізувати.

В Україні щорічно утворюється 90 тисяч тон сірчано-кислих і 20 тисяч тон лужних акумуляторів, що підлягають утилізації, в яких міститься біля 50 тисяч тон свинцю та 2 тисяч тон нікелю, 10 млн. літрів сірчано-кислого електроліту 2 млн. літрів лужного електроліту [].

Аналіз стану речей показує, що із майже 50 тисяч тон свинцю, тільки 35 тисяч тон повторно використовується, а решта 15 тисяч тон різними шляхами попадають в ґрунт і підземні води.

Сьогодні 10 млн. літрів сірчано-кислого електроліту взагалі не утилізується, так як в Україні відсутні виробничі потужності по утилізації, а сама утилізація економічно збиткова.

Аналогічна картина із лужними акумуляторами.

Утилізацією цинко-марганцевих, нікель-металгідратних та літій-іонних акумуляторів в Україні взагалі ніхто не займається.

Все це відбувається тому, що споживачі екологічно-небезпечних хімічних джерел струму не несуть відповідальності за їх утилізацію і не зацікавлені в здачі їх на утилізацію із-за незначної їх вартості.

В той же час свинець і нікель відносяться до I класу небезпеки. Пари електролітів, солі завдають канцерогенної дії (бронхіальний рак, рак носа, легенів, шлунку), уражають нервову систему.

Якщо своєчасно не прийняти відповідні заходи в сфері виробництва, імпорту, контролю за використанням та заготівлею і утилізацією екологічно-небезпечних хімічних джерел струму, то сьогоднішня ситуація в Україні може призвести до екологічної катастрофи.

Україна є користувачем літій-іонних акумуляторів. Свого виробництва в Україні немає а, оскільки, літійові хімічні джерела струму утилізуються на тих самих підприємствах, де виробляють ці елементи та акумулятори, то ми не маємо можливості утилізувати їх.

Розглянемо шкідливий вплив літію на екологію. Перелічимо основні речовини, з яких складаються ЛДЕ або утворюються при їх руйнуванні.

Металевий літій (ГДК 0,03-0,05 мг/м³) спричинює опіки слизової оболонки та шкіри. Диметоксіетан (ГДК 10 мг/м³) подразнює слизові оболонки дихальних шляхів та призводить до виникнення запальних процесів органів дихання. Пропілен карбонат (ГДК 50 мг/м³) має подібний вплив. Тіонілхлорид (ГДК 0,3 мг/м³) діє як подразник на шкіру, слизову оболонку та верхні дихальні шляхи. Викликає кон'юнктивіти, спричиняє помутніння рогівки ока, за високих концентрацій призводить до бронхопневмонії та набряку легенів. Кобальтат літію (ГДК 0,02 мг/м³) є канцерогеном. Впливає на очі, горло та дихальну систему. Можливі алергічні реакції.

Речовини, які виникають після потрапляння літієвих джерел енергії у вогонь це оксид літію (ГДК 0,03-0,05 мг/м³) – сильний подразник; хлорид літію (ГДК 0,3 мг/м³), який впливає на шлунково-кишковий тракт, нирки та ЦНС; фтороводень (ГДК 0,05 мг/м³), перфторізобутилен (ГДК 0,1 мг/м³) та тетрафторетилен (ГДК 0,5 мг/м³), що подразнюють слизові оболонки дихальних шляхів, спричинюють запальні процеси органів дихання, а за високих концентрацій - викликають набряк легенів; хлороводень, діоксид сульфуру та карбондіоксид, токсичність яких відома. При диханні повітрям, що забруднене димом від спалювання літієвих елементів, можливе отруєння, подібне до отруєння гідридом літію в концентрації 0,2-0,5 мг/м³, що призводить до гіперемії шкіри, слъозотечі з наступним стійким кон'юнктивітом та розривом носової перегородки. При перевищенні доз літієвих препаратів, якими лікували психічні порушення, спостерігали слабкість, сонливість, втрату апетиту, спрагу й сухість у роті, а у деяких випадках навіть нудоту, блювання, пронос. Це супроводжувалось тремором губ та нижньої щелепи, гіперрефлексією, запамороченням, дизартрією, порушенням зору. У критичних випадках це завершувалось епілептичними нападами, судомами, комою і смертю. Але у виробничих умовах або у разі постійного перебування у зонах, де повітря забруднене продуктами спалювання відходів, що містять літієві елементи, можливі випадки хронічного отруєння. В експериментах із собаками, які отримували хлорид лі-

тію у дозах 150 мг/кг протягом кількох місяців, спостерігали зменшення маси тіла, в'ялість, анорексію, атаксію, підвищення концентрації еритроцитів та рівня гемоглобіну за рахунок згущення крові, дегенеративні зміни у тканинах внутрішніх органів. Поступово розлади рефлексорної сфери посилювались, траплялись конвульсії окремих м'язових груп, порушилась координація рухів, нарешті тварини ввійшли у коматозний стан і загинули. При цьому відзначалось ураження клітин стовбура таламо-гіпоталамуса, довгастого мозку та бічних відгалужень спинного мозку. Кумулятивний ефект спостерігався у працівників, які протягом кількох років контактували з аерозолем хлориду літію у концентрації 40-60 мг/м³. Вони хворіли на дерматит обличчя та рук. Згідно з дослідженнями на мишах після надходження сполук літію до шлунка уже через годину досягається максимальна концентрація літію у внутрішніх органах, найбільше - у залозах, нирках, серці тощо. Літій не затримується гематоенцефалічним бар'єром, накопичуючись у тканинах головного мозку. Не затримує літій і плацентарний бар'єр. Вміст літію у людини, яка працювала з літієм, становив: 0,13—0,27 мкг/г - у лімфовузлах, 0,5-0,07 мкг/г - у легенях, 3-5 нг/г - у мозку, 4-8 нг/г - у крові. За нормативами, встановленими Управлінням охорони праці США, постійна концентрація літію у робочій зоні не може перевищувати 0,02 мг/м³; водночас за гігієнічними нормативами граничні концентрації для хлориду літію становлять 0,5 мг/м³ - у повітрі робочої зони, 0,05 мг/см² - при забрудненні шкіри рук, 0,02 мг/м³ - в атмосферному повітрі. Концентрація LiCoO₂ у повітрі робочої зони має бути ще у п'ять разів меншою.

Іншим небезпечним токсикантом літієвих джерел є тіонілхлорид. Пара цієї речовини гідролізується до соляної кислоти та сульфурдіоксиду, які сильно подразнюють очі, шкіру та слизові оболонки. Крім того, у людей, які дихали забрудненим тіонілхлоридом повітрям, спостерігаються проблеми з диханням, посилене серцебиття, нудота та блювання. Відомий випадок, коли після вибуху електричної батареї у робітників розвинувся набряк легенів, що призвело до смерті.

Таким чином, виробництво літєвих джерел енергії, необережне їх використання й поводження з відпрацьованими ЛДЕ завдає великої шкоди здоров'ю людей та всьому довкіллю.

ВИСНОВКИ

В роботі розглянуто питання побудови багаточастотних РЛС. Синтезовані алгоритми обробки багаточастотних сигналів і відповідні їм структурні схеми багато- і одноканальних по доплерівській частоті детекторів-вимірювачів. Проведено аналіз синтезованих детекторів-вимірювачів багаточастотних сигналів.

Перший розділ присвячений загальній інформації про радіолокацію.

Другий розділ присвячений розгляду принципів обробки багаточастотних сигналів і побудови багаточастотних РЛС, а також застосування багаточастотних сигналів для вирішення проблеми однозначного виміру радіальної швидкості цілі.

У третьому розділі розглядаються: статистичний опис багаточастотних сигналів з урахуванням реальної моделі відбитих сигналів, на основі якого проведено синтез оптимальних і квазіоптимальних детекторів багаточастотних сигналів, синтез алгоритму однозначного виміру радіальної швидкості цілі і побудова систем спільного виявлення-вимірювання багаточастотних сигналів.

Четвертий розділ присвячений аналізу ефективності синтезованих систем обробки багаточастотних сигналів на основі методу характеристичних функцій, зокрема методу власних значень, застосування якого дозволяє точно розрахувати характеристики виявлення систем обробки. Крім того, розглядається аналіз точності вимірювання радіальної швидкості цілі, яка характеризується дисперсією оцінки, яка визначається на основі виразу Рао-Крамера.

П'ятий розділ присвячений побудові математичної моделі багаточастотних радіолокаційних сигналів з метою підвищення його ефективності.

Шостий розділ присвячений опису програмного забезпечення для моделювання радіочастотних сигналів.

Сьомий розділ присвячений обґрунтуванню економічної ефективності розроблених в роботі рішень щодо підвищення характеристик багаточастотних радіолокаційних сигналів.

Восьмий і дев'ятий розділи присвячені питанням безпеки життєдіяльності і питанням екології при розробці проекту.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Вишина Г. М. Багаточастотна радіолокація. М .: Воениздат, 1973. 92 с.
2. Грігорін-Рябов В. В. Радіолокаційні пристрої. М .: Сов. радіо, 1970.
3. Питання статистичної теорії радіолокації. Т. 1 / П. А. Бакути, І. А. Большаков, Б. М. Герасимов та ін .; Під ред. Г. П. Тартаковського. М .: Сов. радіо, 1963. 424 с.
4. Теоретичні основи радіолокації / Я. Д. Ширман, В. Н. Голиков, І. Н. Бусигін і ін .; Під ред Я. Д. Ширмана. М .: Сов. радіо, 1970. 560 с.
5. Бакулев П. А., Степін В. М. Методи та пристрої селекції рухомих цілей. М .: Радио и связь, 1986. 288 с.
6. Ширман Я. Д. і Манжос В. Н. Теорія і техніка обробки радіолокаційної інформації на тлі перешкод. М .: Радио и связь, 1981. 416 с.
7. Попов Д. І. Синтез детекторів-вимірювачів доплерівських сигналів // Известия вузів. Радіoeлектроніка. 1999. Т. 42. № 4. С. 11 - 17.
8. Попов Д. І., Белокрилов А. Г. Синтез детекторів-вимірювачів багаточастотних сигналів // Известия ВУЗов. Радіoeлектроніка. 2001. Т. 44. № 11. С. 33 - 40.
9. Попов Д. І. Проектування радіолокаційних систем. Рязань: РРТИ, 1975. 194 с.
10. Попов Д. І. Обробка багаточастотних сигналів // Известия ВУЗов. Радіoeлектроніка. 2001. Т. 44. № 3. С. 26 - 30.
11. Сосулін Ю. Г. Оптимальне оцінювання параметрів радіосигналів. М .: МАІ, 1981. 68 с.
12. Попов Д. І. Синтез автокомпенсатора доплерівській швидкості пасивних перешкод // Известия ВУЗов. Радіoeлектроніка. 1981. Т. 24. № 11. С. 26 - 30.
13. Березін Л. В., Вейцель В. А. Теорія і проектування радіосистем. М .: Сов. радіо, 1977. 448 с.
14. Патент № 2166772 (Росія), МКІ G 01 S 13/58. Детектор-вимірювач багаточастотних сигналів / Д. І. Попов, А. Г. Белокрилов Опубл. 10.05.2001. Бюл. № 13.

15. Патент № 2165627 (Росія), МКІ G 01 R 25/00. Допплерівський фазометр багаточастотних сигналів / Д. І. Попов, А. Г. Белокрылов. Опубл. 20.04.2001. Бюл. № 11.
16. Міддлтон Д. Введення в статистичну теорію зв'язку. Т 2. М: Радянське радіо, 1962. 831 с.
17. Соколов Г. А., Іванов В. А. До розрахунку характеристик виявлення сигналів на фоні корельованих завад в системах міжперіодної обробки // Підвищення ефективності та надійності радіоелектронних систем: Межвуз. зб. науч. тр. Л.: ЛЕТІ., Вип. 9. 1979. С. 46 - 53.
18. Федінін В. В. Особливості оцінки ефективності систем селекції рухомих цілей з урахуванням некогерентного накопичення імпульсів // Радіотехніка та електроніка. 1981. № 5. С. 955-961.
19. Левін Б. Р. Теоретичні основи статистичної радіотехніки. 3-е изд. перераб. і доп. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.
20. Ван Тріс Г. Теорія виявлення, оцінок і лінійної модуляції / Пер. з англ. під ред. В. І. Тихонова. М.: Сов. радіо, 1972. 744 с.
21. Довідник по радіолокації / Под ред. М.І. Сколнік; пер. з англ. під ред. В.С. Верби. - М.: Техносфера, 2014. - 672 с.
22. Melvin WL Principles of Modern Radar: Advanced Techniques / WL Melvin, JA Scheer. - New York: SciTech Publishing, 2013. - 846 p.
23. Richards MA Fundamentals of Radar Signal Processing, 2-d ed. / MA Richards. - New York: McGraw-Hill Education, 2014. - 618 p.
24. Попов Д.І. Адаптивні режекторні фільтри з комплексними ваговими коефіцієнтами // Вісник Концерну ВКО «Алмаз - Антей». - 2015. - № 2 (14). - с. 21-26.
25. Лозовський І.Ф. Побудова і ефективність адаптивної обробки сигналів в умовах впливу комбінованих перешкод / І.Ф. Лозовський // Успіхи сучасної радіоелектроніки. - 2016. - № 1. - с. 52-58.
26. Ширман Я.Д. Теорія і техніка обробки радіолокаційної інформації / Я. Д. Ширман, В. Н. Манжос. - М.: Радио и связь, 1981. - 416 с.

27. Міддлтон Д. Введення в статистичну теорію зв'язку / Д. Міддлтон; пер. з англ. під ред. Б. Р. Левіна. - М.: Советское радио, 1961-1962.
28. Гіммельблау Д. Прикладне нелінійне програмування / Д. Гіммельблау; пер. з англ. під ред. М. Л. Биховського. - М.: Мир, 1975. - 536 с.
29. Дьяконов, В.П. Компьютерная математика [Текст] : теория и практика / В.П. Дьяконов ; Российская Ассоциация Издателей компьютерной литературы. — М. : Нолидж, 2001. — 1296 с.
30. Дьяконов, В.П. MATLAB. Анализ, идентификация и моделирование систем [Текст] : спец. справ. / В.П. Дьяконов, В. Круглов. — СПб. : Питер, 2002. — 444 с.
31. Дьяконов, В.П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров [Текст] / В.П. Дьяконов. — М. : ДМК Пресс, 2011. — 976 с.
32. Черных, И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink [Текст] / И.В. Черных. — М. : ДМК Пресс ; М. ; СПб. ; Н. Новгород [и др.] : Питер, 2008. — 288 с.
33. Бенькович, Е.С. Практическое моделирование динамических систем [Текст] / Е.С. Бенькович, Ю.Б. Колесов, Ю.Б. Сениченков. — СПб.: БХВ Петербург, 2002. — 464 с.
34. Шеннон, Р. Имитационное моделирование систем – искусство и наука / Р. Шеннон ; пер. с англ. под ред. Е.К. Масловского. — М. : Мир, 1978. — 418 с.
35. Довідник з протиповітряної оборони / А.Я. Торопчін, І.О. Романенко, Ю.Г. Даник, Р.Е. Пащенко та ін. — К. : МО України, Х : ХВУ, 2003. — 368 с.

ДОДАТКИ

УДК 004.71

О.Мишковець, старший викладач, А.Буда

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

ВИЯВЛЕННЯ ТА ВИМІРЮВАННЯ БАГАТОЧАСТОТНИХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

У даній роботі розглянуто багаточастотні сигнали в радіолокації та основні принципи їх вимірювання та виявлення.

Ключові слова: багаточастотні радіолокаційні сигнали, радіолокація, радіолокаційна станція, багаточастотная радіолокація, частота.

О. Myshkovets, A.Buda**IDENTIFICATION AND MEASUREMENT OF MULTIFREQUENCY RADAR SIGNALS**

In this paper, multifrequency signals in radar and the main principles of their measurement and detection are considered.

Keywords: multi-frequency radar signals, radar, radar, multi-frequency radar, frequency.

В даний час в радіолокаційних, навігаційних і метеорологічних радіотехнічних системах виявлення і вимірювання параметрів відбитого сигналу, а також поліпшення характеристик радіолокаційних станцій (РЛС) є традиційним і в той же час актуальним завданням, що стоїть при розробці сучасних РЛС. Велике значення даної проблеми пов'язано з ростом вимог, висунутих до таких РЛС, і зі збільшенням кількості одночасно виконуваних завдань в різних режимах роботи. При цьому до таких багатофункціональних РЛС пред'являються суперечливі вимоги, які важко виконати в рамках одноканальних систем. Рішенням даного завдання є перехід до багатоканальних систем, одними з яких є багаточастотні РЛС. [1]

Випромінювання багаточастотного сигналу в РЛС можна здійснювати двома способами. Перший це частотно-багатоканальні станції, в яких основні показники визначені сукупністю дій всіх частотних каналів. У таких РЛС випромінювання на декількох частотах здійснюється в межах однієї і тієї ж діаграми направленості. У другому випадку кожна складова багаточастотного сигналу випромінюється в межах самостійної діаграми направленості, яка зміщена в просторі одна відносно одної. Такі частотно-багатопроменеві РЛС, як правило, використовуються для створення діаграм направленості складної форми і не є багатоканальними. [2]

В частотно-багатоканальних РЛС є декілька передавачів, працюючих на різних несучих частотах f_1, f_2, \dots, f_L (рис. 1), які запускаються спільним синхронізуючим пристроєм. Високочастотні коливання після хвильового суматора підводяться до опромінювача зеркала антени і випромінюються в межах однієї діаграми направленості. Прийняті сигнали окремо обробляються в n приймачах з подальшим сумуванням результатів обробки.

Таким чином, багаточастотний сигнал, що випромінюється в межах однієї діаграми направленості, може бути сформований на основі швидкого переналаштування несучої частоти РЛС або шляхом одночасного випромінювання сигналів з різними несучими частотами. Вибір способу формування багаточастотного сигналу, а також характер флуктуацій відбитих від об'єкта сигналів, розподілення потужності між частотними каналами, кількість несучих частот, величина їх розносу і спосіб обробки відбитих сигналів є основними факторами, що визначають рівень покращення характеристик РЛС.

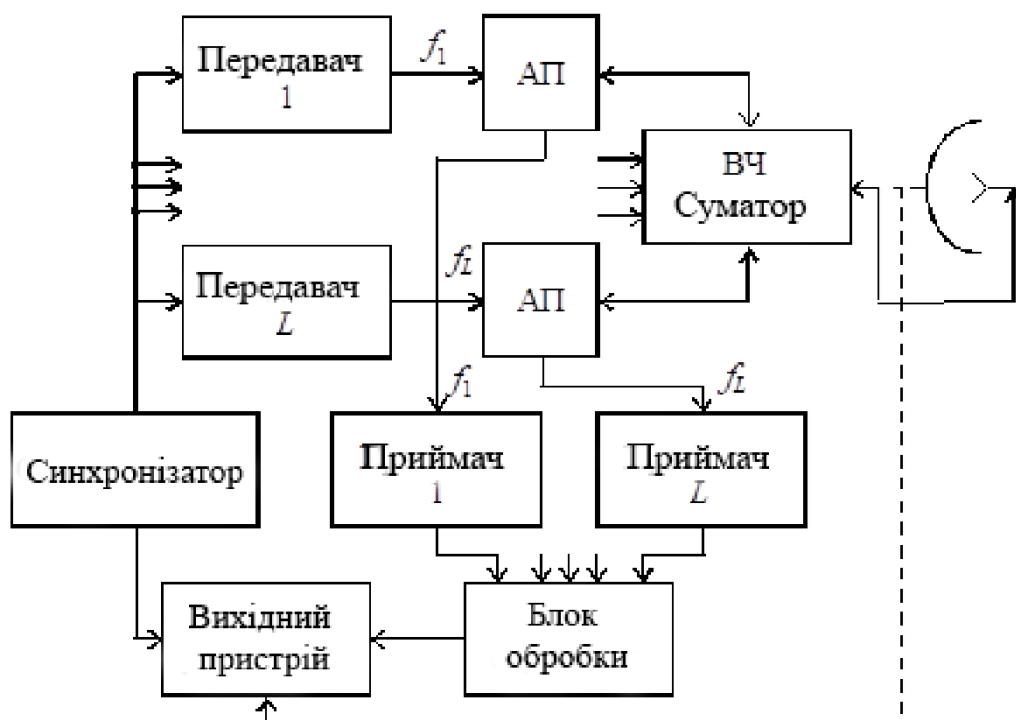


Рис. 1 – структурна схема частотно-багатоканальної РЛС

Одночасне випромінювання сигналів з різними несучими частотами може бути забезпечено при використанні в передавальному пристрої багаточастотного автогенератора в якості генератора. Розрізняють три основних типи багаточастотних автогенераторів:

- з використанням гармонік основної частоти;
- з довільним співвідношенням власних частот контурів;
- із зворотним зв'язком з затримкою.

Крім цього, можливі багаточастотні автогенератори, що представляють собою різні комбінації зазначених вище основних типів. Особливий інтерес, з точки зору використання багаточастотних сигналів в радіолокації, представляє третій тип багаточастотних автогенераторів - з зворотним зв'язком із затримкою, що генерує коливання зі спектром частот навколо основної частоти. У дециметровому і сантиметровому діапазонах хвиль такі багаточастотні автогенератори можуть бути створені на лампах біжучої хвилі або зворотної хвилі з внутрішнім (через уповільнюючу систему) або зовнішнім зворотнім зв'язком. Ще одним із способів одночасного формування сигналів з різними несучими частотами може бути генерування частот. У багаточастотних передавальних пристроях застосовується пасивний метод генерування частот, заснований на використанні тільки генераторів гармонік, змішувачів і фільтрів [1]

Для підвищення ефективності точності вимірювання можна використовувати вимірювач, що здійснює одноканальне когерентне оброблення відбитих сигналів [4]. Структурна схема такого вимірювача когерентно-імпульсних сигналів зображена на рис 2. Одноканальне когерентне накопичення вхідних відліків здійснюється на основі блоку затримки на період повторення T , блоку комплексного спряження (*), комплексного помножувача (\times), міжперіодного накопичувача N . Крім того схема містить обчислювач фази ОФ, обчислювальний модуль ОМ і пороговий блок ПБ.

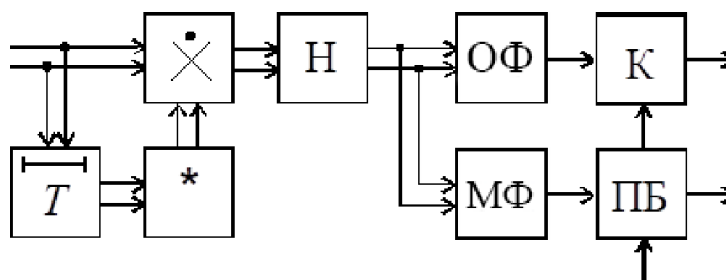


Рис 2 – Структурна схема вимірювача когерентно-імпульсних сигналів

Основними перевагами систем для виявлення та вимірювання багаточастотних сигналів, є:

- можливість виявлення об'єкта за результатами спільної обробки відбитих сигналів, що відповідають різним несучим частотам;
- одноканальне когерентне накопичення, що дозволяє істотно спростити технічну реалізацію побудови системи виявлення, в порівнянні з традиційними багатоканальними системами, і відкриває можливість вимірювання радіальної швидкості мети;
- можливість однозначного виміру радіальної швидкості об'єкта за результатами спільної обробки бази даних обчислень частотних каналів в багаточастотних когерентно-імпульсних РЛС одночасного випромінювання, що працюють в режимі високої шпаруватості.

Тому найбільший ефект від багаточастотної радіолокації досягається при статистичній незалежності сигналів, що відповідають різним несучим частотам. Фізично це пояснюється тим, що при цьому відповідні їм максимуми діаграм вторинного випромінювання від об'єкта зміщені один відносно одного. Це призводить до зменшення порізаності сумарної (еквівалентної) діаграми вторинного випромінювання і відносної величини флуктуацій відбитого сигналу, завдяки чому підвищуються дальність дії РЛС і надійність виявлення об'єкту. Необхідною (але не достатньою) умовою статистичної незалежності відбитих сигналів є ортогональність відповідних складових зондуючого сигналу

Список використаних джерел

1. Вишин Г. М. Многочастотная радиолокация. М.: Воениздат, 1973. 92 с.
2. Григорин-Рябов В. В. Радиолокационные устройства. М.: Сов. радио, 1970.
3. Вопросы статистической теории радиолокации. Т. 1 / П. А. Бакут, И. А. Большаков, Б. М. Герасимов и др.; Под ред. Г. П. Тартаковского. М.: Сов. радио, 1963. 424 с.
4. Теоретические основы радиолокации / Я. Д. Ширман, В. Н. Голиков, И. Н. Бусыгин и др.; Под ред Я. Д. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970. 560 с.
5. Бакулев П. А., Степин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
6. Ширман Я. Д. и Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.